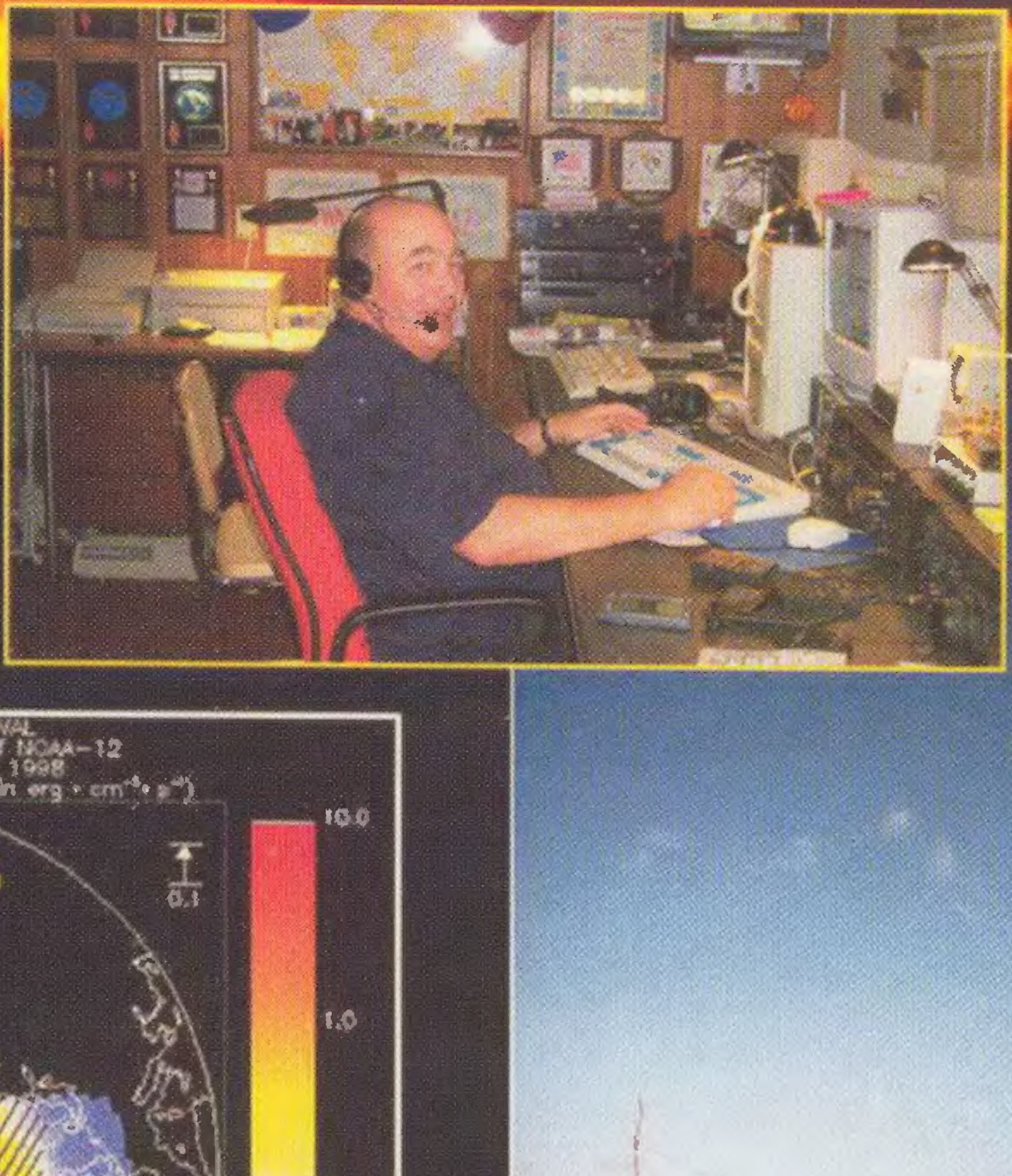
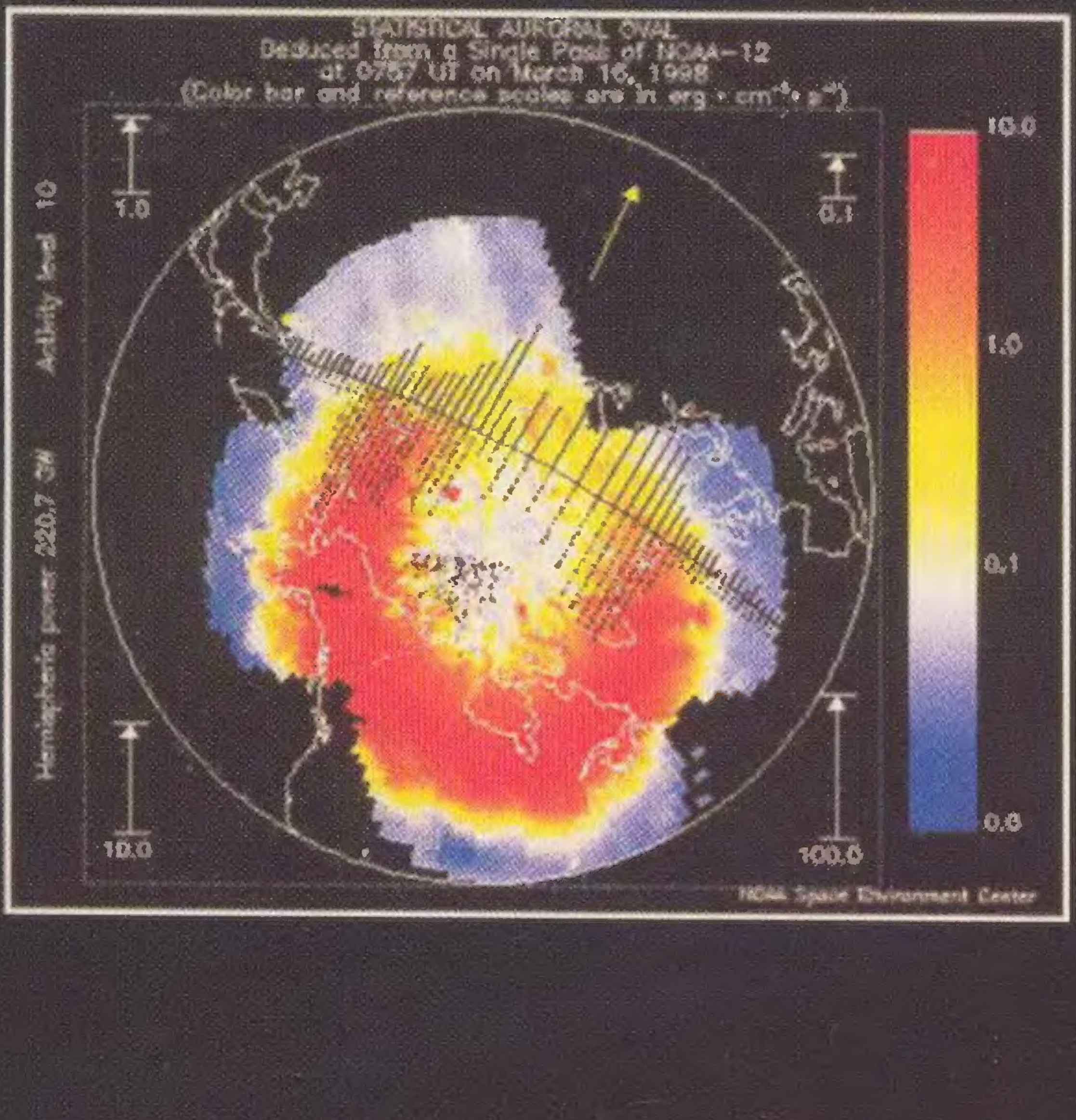
ON4UN's
Low-Band DXing

Антенны, оборудование
и методы работы для
DX-инга на диапазонах
160, 80 и 40 метров

John Devoldere, ON4UN




STATISTICAL AURORAL OVAL
Deduced from a Single Pass of NOAA-12
at 0757 UT on March 16, 1998
(Color bar and reference scales are in erg • cm⁻² • s⁻¹)
Activity level 10
Hemispheric power 220.7 GW
1.0
0.1
10.0
100.0
10.0
1.0
0.1
0.0
NOAA Space Environment Center

СОДЕРЖАНИЕ

1. РАСПРОСТРАНЕНИЕ

2. РАБОТА DX В ДЛИННОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

3. ПРИЕМНОЕ И ПЕРЕДАЮЩЕЕ ОБОРУДОВАНИЕ

4. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕНН

5. АНТЕННЫ: ОБЩИЕ ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

6. ЛИНИЯ ПИТАНИЯ И АНТЕННА

7. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ

8. ДИПОЛЬ

9. ВЕРТИКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

10. БОЛЬШИЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

11. ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

12. ДРУГИЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

13. АНТЕННЫ УДА-ЯГИ И АНТЕННЫ ТИПА «КВАДРАТ»

14. РАБОТА С DX НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ С НЕБОЛЬШОГО УЧАСТКА ЗЕМЛИ

15. ОТ LOW BAND DXING К СОРЕВНОВАНИЯМ

16. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. РАСПРОСТРАНЕНИЕ И ВРЕМЯ. 3
- 1.1. Цикл солнечной активности. 3
  - 1.1.1. Максимально применимая частота (МПЧ). 3
  - 1.1.2. Активность D-слоя. 5
  - 1.1.3. Магнитные помехи. 7
  - 1.1.4. Распространение в диапазоне низких частот в годы высокой солнечной активности. 7
- 1.2. 27 - дневный солнечный цикл. 8
- 1.3. Смена времен года. 8
  - 1.3.1. Зима (15 октября – 15 Февраля в Северном полушарии). 9
  - 1.3.2. Лето (15 Апреля- 15 Августа в Северном полушарии). 9
  - 1.3.3. Период равноденствия (15 августа – 15 октября и 15 февраля – 15 апреля). 9
  - 1.3.4. Распространение в экваториальных зонах. 9
  - 1.3.5. Диапазоны низких частот открыты круглый год. 9
- 1.4. Дневной цикл. 10
  - 1.4.1. Дневное время. 10
  - 1.4.2. Ночное время (распространение в темное время суток). 10
  - 1.4.3. Полуночный пик в середине пути. 11
  - 1.4.4. Периоды сумерек. 11
  - 1.4.4.1. Определение серой линии длинноволнового длиапазона. 11
  - 1.4.4.2. Другие примеры замечательных условий распространения в серой зоне. 12
  - 1.4.4.3. Ионосферное волноводное распространение и распространение скачками по хорде. 14
  - 1.4.4.4. Большие волновые углы на восходе/закате солнца. 17
  - 1.4.4.5. Фокусирование на противоположной стороне земли. 17

2. РАСПРОСТРАНЕНИЕ И МЕСТОРАСПОЛОЖЕНИЯ. 18
- 2.1. Широта вашего места расположения в сравнении с солнечной активностью. 18
- 2.2. Магнитные помехи (полярное сияние). 18
- 2.2.1. Поглощение в полярных сияниях. 18
- 2.2.2. Выбросы корональных масс (CMEs). 19
- 2.2.3. Аврора. 19
- 2.2.4. Влияние овала полярного сияния на распространение в длинноволновом диапазоне. 19
- 2.2.5. Индексы А и К. 21
- 2.2.5.1. Местный К индекс. 21
- 2.2.5.2. Местный А индекс. 21
- 2.2.5.3. Термины геомагнитной активности на английском языке вместо чисел. 21
- 2.2.5.4. Планетарные индексы А и К. 22
- 2.2.5.5. Преобразование значений К для среднего диаметра овала полярного сияния. 22
- 2.2.6. Взгляд на полярное сияние со спутников. 22
- 2.2.6.1. Спутник NOAA/POES (бывший TRIOS). 22
- 2.2.6.2. Спутник POLAR. 23
- 2.2.7. Практическое применение. 24
- 2.2.7.1. Получение геомагнитных данных. 24
- 2.2.7.2. Визуализация путей. 26
- 2.2.7.3. Сопоставление геомагнитных данных с условиями. 26
- 2.3. Местные атмосферные шумы. 26
- 2.4. Влияние гирочастоты электронов на распространение. 27
- 2.5. Поляризация и проникновение мощности на 160 метрах. 27

3. ПУТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ. 28
- 3.1. Короткий путь большого круга. 28
- 3.2. Длинный путь большого круга. 28
  - 3.2.1. Длинный путь на 40 метрах. 28
  - 3.2.2. Длинный путь для 80 метров. 30
  - 3.2.3. Длинный путь на 160 метрах. 30
- 3.3. Особенные пути не большого круга. 30
  - 3.3.1. Неоднородность ионосферы. 31
  - 3.3.1.1. Механизм действия. 31
  - 3.3.1.2. Классический пример: распространение ZL из Европы. 31
  - 3.3.1.3. Из Южной Америки через Северную Америку зимой (Северное полушарие). 31
  - 3.3.1.4. Псевдо-длинный путь между Европой и Западным побережьем США. 32
  - 3.3.1.5. Из Европы на Аляску. 33
  - 3.3.1.6. Пример Heard Island. 33
  - 3.3.2. Уклонение от зон полярного сияния. 33
  - 3.3.3. Изогнутые полярные пути во время зимнего солнцестояния или псевдо-длинные пути. 35
  - 3.3.3.1. Из Европы в Японию. 35
  - 3.3.3.2. Из Новой Англии в Японию. 36
  - 3.3.3.3. Другие пути. 37
  - 3.3.4. Выборочные пути/области. 37
  - 3.3.5. Заключение. 38

4. ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ УСПЕШНОЙ СВЯЗИ В ДЛИННОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ. 39
- 4.1. Информация о восходе/закате солнца. 39
  - 4.1.1. Таблицы восхода/заката солнца ON4UN. 39
  - 4.1.2. Общие правила использования времени восхода/заката солнца. 39
  - 4.1.3. Пример 1 В какое время происходит пик распространения между Японией и Бельгией 15 Февраля? 39
  - 4.1.4. Пример 2. Существует ли прохождение по длинному пути из Японии в Бельгию 1 Января? 40
  - 4.1.5. QSO перед закатом и после восхода солнца. 40
  - 4.1.6. Расчет полуночного пика на середине пути. 40
  - Пример: путь между Нью-Йорком и Парагваем 15 Июня. 40
  - 4.1.7. Расчет времени восхода/заката солнца. 40
- 4.2. Компьютерные программы прогнозирования распространения. 41
- 4.3. Программное обеспечение для длинноволнового диапазона ON4UN. 42
  - 4.3.1. Программы прогнозирования распространения ON4UN. 42

5. ТИПИЧНЫЕ УСЛОВИЯ ДЛЯ 40, 80 И 160 МЕТРОВ. 43
- 5.1. 40 Метров. 43
- 5.2. 80 Метров. 43
- 5.3. 160 Метров. 43

6. БУДУЩАЯ РАБОТА. 44
- 6.1. Радиомаяки. 44
- 6.2. Координированная система наблюдения в любительском радио (CAROS). 44

7. ТАЙНА 160 МЕТРОВ. 44

1. РАСПРОСТРАНЕНИЕ

Хотелось бы поблагодарить Рода Грэйвса (Rod Graves), VE7FPT, Теда Коэна (Ted Kohen), N4XX, и Кэрри Олера (Cary Oler) за помощь в решении множества проблем и за пищу для размышлений на тему распространения радиоволн в длинноволновом диапазоне. Тем не менее, не всякая идея, освященная в этой главе, принадлежит кому-либо из них.

Есть две области любительского радио, в которых за последние пять лет было опубликовано литературы больше, чем за все предыдущие годы. Эти области – распространение радиоволн и антенны. Не удивительно, что одной из основных причин этого явления является доступность мощных компьютеров не только научным и исследовательским лабораториям, но и просто радиолюбителям. В последнее время было опубликовано несколько замечательных статей, детально описывающих специфические моменты распространения 160-метровых радиоволн [140,141,142]. Этого следовало ожидать, так как 160-метровые – одно из самых загадочных явлений распространения.

Существует множество публикаций, которые описывают основные принципы распространения радиоволн посредством рефракции в ионосфере [101,103,104,105,167]. Особенно рекомендую замечательную книгу Роберта Брауна (Robert Brown) (NM7M) "The Little Pistol's Guide to HF Propagation" [167]. Эта книга необходима всем, кто хочет иметь больше чем поверхностное представление о распространении. Существование книг такого плана облегчает мне жизнь, так как выдержки из них освобождают меня от подробного описания основных понятий и принципов.

Глава, посвященная распространению низкочастотных радиоволн, предназначена для опытного радиолюбителя, который вплотную занимается распространением и стремится выиграть как можно больше соревнований.

Очень скоро вы обнаружите, что основные законы, которым подчиняется распространение в длинноволновом диапазоне, довольно просты. Я расскажу о том, что для прохождения путь должен находиться в темноте и что на восходе и закате солнца (чаще всего) происходит пик распространения. Эти правила просты, но очень важны. Но, тем не менее, сегодня все еще невозможно сделать точный прогноз того, какая из ночей будет наиболее благоприятной для распространения в длинноволновом диапазоне. Исследователи попытались (и до сих пор пытаются) найти взаимосвязь между распространением и измеряемыми величинами. До сих пор они, в основном, могли лишь объяснить свершившийся факт. Прогнозирование распространения в длинноволновом диапазоне очень напоминает гадание на кофейной гуще и прогноз погоды на длительное время.

Но пусть вас это не пугает. В основе этой главе лежат результаты наших с вами наблюдений. Я приведу примеры из практики, буквально, сотен радиолюбителей, чтобы описать интересные явления из области распространения и выразить в цифрах механизмы, которые управляют этими явлениями. Это будут как проверенные временем и общепризнанные, так и теоретические, до конца не объясненные механизмы. Важно то, что со временем вы сумеете распознать «необычное прохождение», оценить условия, в которых оно произошло и воспользоваться ими. Именно этой теме посвящена данная глава.

В эпоху сверхмощных компьютеров с помощью цифрового моделирования было создано множество моделей, имитирующих исключительно сложный состав и свойства ионосферы. Специалисты по распространению в ионосфере выступают с правдоподобными объяснениями многих наших наблюдений, а созданные ими компьютерные модели с каждым днем все лучше и лучше соответствуют действительности. Но все же, множество вопросов еще далеки от ответа на них. Я постараюсь как можно более полно охватить тему распространения в трех длинноволновых диапазонах (40, 80 и 160 метров) и надеюсь ничем не смутить своего читателя. Я покажу их общие черты и основные различия. Очень важно понять механизмы, лежащие в основе распространения радиоволн. Если вы точно знаете, что прохождение на 160-ти метрах на расстояние свыше 18000 км происходит лишь раз в неделю (и то в определенное время года) и длится в течение 3-5 минут, вы поймете, насколько важно знать когда, где и каким образом это происходит. В противном случае вы будете искать иголку в стоге сена.

Впечатляющим примером этому послужил один их моих QSO на 160-ти метрах с ZL7DK в начале марта 1998 года. Я знал, что в моем распоряжении есть всего лишь 3-5 минут утром и столько же вечером. В течение двух недель я выслеживал эти пятиминутные «окна», пока, наконец, не принял слабые сигналы с острова Чатем. Тем утром я был «на коне». Утром следующих дней сигналы достигали Англии, Франции и Германии, но не Бельгии. Почему? В этой книге я попытаюсь объяснить причины и механизм возникновения этого явления.

В последнее время стали очень популярными разнообразные программы по распространению сигналов коротковолнового диапазона. Несмотря на то, что они вполне пригодны для прогнозирования распространения коротких волн, нет никакого смысла использовать их с той же целью для длинноволнового диапазона (особенно это относится к 160-метровому).

В мире коммерческого радиовещания в коротковолновом диапазоне и высокочастотных выделенных линий связи задача состоит в нахождении оптимальной частоты или, может быть, лучшего угла радиоизлучения (для правильного выбора передающей антенны) который выполнит функцию времени дня и наиболее надежно обеспечит распространение. Решение проблемы любительской дальней связи в диапазоне низких частот лежит совсем в другой плоскости. Задача состоит в определении лучшего времени (месяца, дня, часа) для обеспечения связи на заданной (низкой) частоте между двумя удаленными радиостанциями. Кэрри Олер (Cary Oler) и Тед Коэн (Ted Kohen), N4XX, в своей статье «160-метров: тайна, покрытая мраком» [142] написали следующее:

"…распространение на НЧ диапазонах представляет собой предел мечтаний для радиолюбителей-энтузиастов. Оно содержит в себе множество почти не исследованных загадок природы, которые ведут к тому, что мы не можем с точностью спрогнозировать условия, при которых начинается прохождение. В этом кроется причина нашей неспособности объяснить некоторые комбинации условий возникновения прохождения, что делает НЧ диапазоны одними из наиболее интересных и заманчивых для радиолюбителя".

Билл Типпет (Bill Tippet), W4ZV, вполне резонно заметил, что «Если бы 160 метров были легко предсказуемы, то наскучили бы нам очень быстро, что заставило бы нас поискать другое хобби. Так давайте принимать этот диапазон таким, какой он есть, так как нам никогда не понять его».

Так что не ждите от этой главы удивительных разоблачений всех необычных случаев прохождения на 160 метрах!

1. Распространение и время.

Обратим внимание на следующие временные циклы:

- Цикл солнечной активности
- 27-дневный цикл вращения солнца
- Смена времен года
- Время суток

1.1. Цикл солнечной активности.

Хорошо известно, что цикл солнечной активности оказывает огромное влияние на распространение радиоволн длинноволнового диапазона при ионосферной рефракции. Так происходит потому, что источником ионизации в основном является ультрафиолетовое излучение солнца, которое во многом зависит от солнечной активности.

Солнечная активность влияет на распространение радиоволн в диапазоне высоких частот в трех основных областях:

- МПЧ (максимально применимая частота).
- Активность d-слоя ионосферы (поглощение).
- Наличие магнитной бури.

1.1.1. Максимально применимая частота (МПЧ).

Критическая частота – это максимальная частота, при которой сигнал, испускаемый прямо вверх под углом места 90° возвращается к земле. Критическая частота непрерывно измеряется в сотнях мест по всей земле приборами, которые называются ионозонды. Если частота сигнала выше критической, то энергия пробьет слой ионосферы и потеряется в космосе (**рис.1.1**). Критическая частота зависит от цикла солнечной активности, времени дня и года, а также от географического расположения. Типичные значения критической частоты – 9 МГц в полдень и 5 МГц ночью. Во время периодов низкой солнечной активности значение критической частоты может снизиться до 3 МГц.

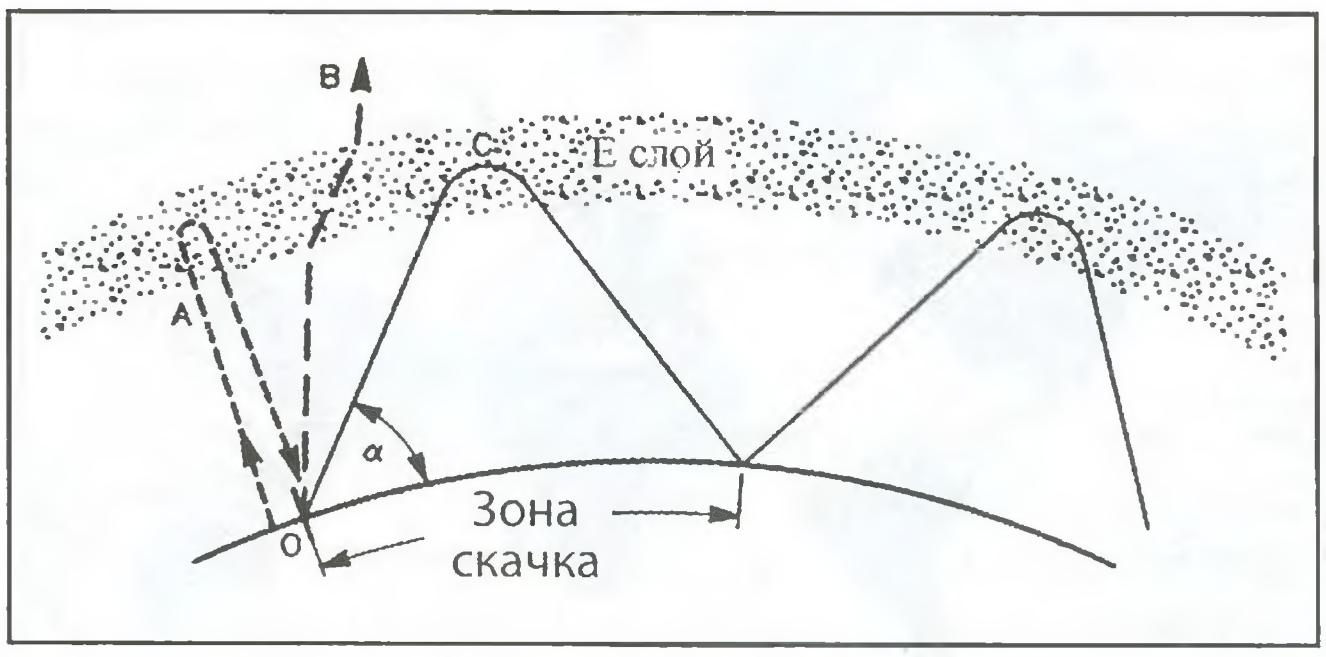


Рис.1.1. Распространение в ионосфере.
В точке А происходит преломление вертикально излучаемой волны. Это значит, что частота сигнала ниже критической. В точке В частота либо слишком высока, либо угол падения волны на D-слой слишком велик для того, чтобы волна могла вернуться к земле. В точке С показан максимальный угол падения, необходимый для того, чтобы отраженная волна вернулась к земле. Чем выше частота, тем меньше угол α. Обратите внимание на зону скачка, где сигнала нет вообще.

В это время ночью для 80 метровых волн наступает «мертвый период».

На **рис.1.2А** показана карта мира, созданная в программе Prolab Pro (сложная программа моделирования ионосферы и трассировки луча) с контурами, обозначающими области критических частот. Это упрощенные карты, обозначающие критическую частоту «обычной» волны на слое (плоскости).

Рис.1.2А отражает картину, характерную для середины зимы (1 Января) при небольшом среднем числе пятен на солнце (SSN=020) при 00:00 СРЕДНЕЕ ВРЕМЯ ПО ГРИНВИЧУ.

На **рис.1.2В** показана та же схема для середины лета (1 Июля) при очень большом среднем числе пятен (SSN=240) и СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ равном 12:00.

Когда частота незначительно превышает критическую, рефракция (преломление в ионосфере) будет происходить при относительно большом волновом угле и для всех меньших углов места. По мере увеличения частоты, величина максимального угла места, при котором происходит рефракция в ионосфере, будет уменьшаться. При частоте 30 МГц, в периоды высокой солнечной активности, такой угол может быть меньше десяти градусов.

Соотношение между МПЧ, критической частотой и углом места волны можно представить следующим выражением:

$$МПЧ = F_{crit} / \sin(\alpha),$$

где α – угол места в градусах.

В **таблице 1.1** представлены множители 1/sin ά (также называемые секанс ά) для разных углов места. Для случаев, когда критическая частота меньше 2 МГц, любая волна на частоте 3.8 МГц, излучаемая под углом больше, чем 30° будет потеряна в космосе. Это одна из причин использования антенн с небольшим углом излучения для диапазона низких частот.

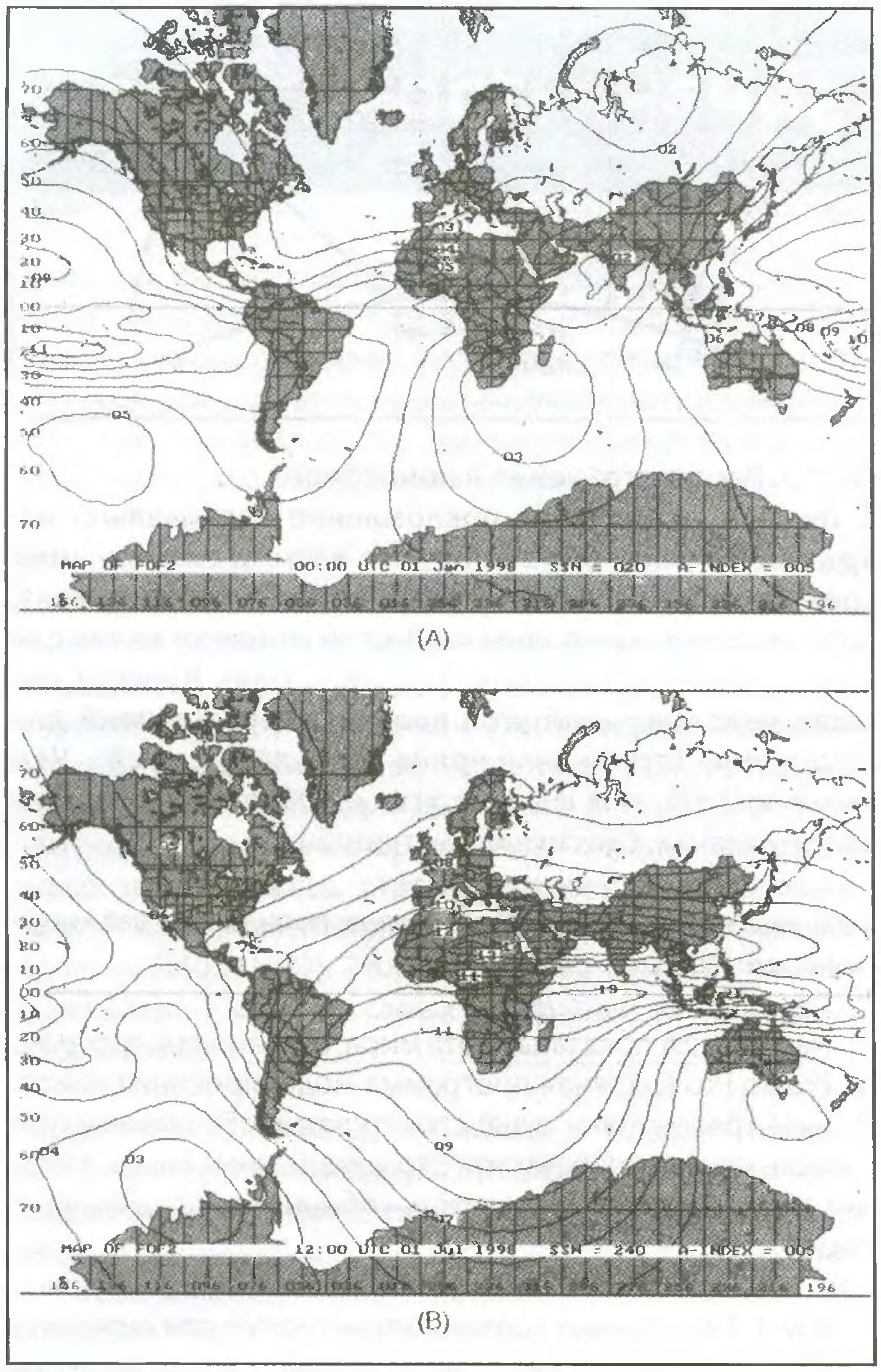

MAP OF FOF2 00:00 UTC 01 Jan 1998 SSN = 020 A-INDEX = 005
(A)
MAP OF FOF2 12:00 UTC 01 Jul 1998 SSN = 240 A-INDEX = 005
(B)

Рис.1.2. На А, меркаторова проекция карты Мира с обозначением критических частот f_0F_2 для середины зимы при небольшом среднем числе солнечных пятен (SSN=20) и 00:00 СРЕДНЕЕ ВРЕМЯ ПО ГРИНВИЧУ.
На В показана карта для середины лета, когда число пятен на солнце велико (SSN=240) при 12:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ *(карты созданы в программе Prolab Pro)*.

«Классическая» МПЧ – максимальная частота, при которой на заданном канале может осуществляться надежная радиосвязь посредством распространения в ионосфере. Другое распространенное значение МПЧ сводится к среднестатистическому значению. 50% времени реальное значение МПЧ в любой день будет выше среднего значение (и 50% времени оно будет ниже).

Если мы возьмем 85% от (средней) МПЧ, тогда распространение сигнала будет поддерживаться в канале 90% времени. Это так называемая ОРЧ – оптимальная рабочая частота. При частоте в 115% от (средней) МПЧ сигнал будет поддерживаться 10% времени. Такая частота называется наивысшей допустимой частотой или HPF.

И, наконец, то, что сигнал проходит, это еще не значит, что мы сможем общаться посредством этого сигнала. Для этого среди прочего необходимо учитывать отношение (S+N)/N, которое зависит от вида модуляции сигнала (определяет минимальную полосу частот приемника) и уровня шумов в приемнике, а также других факторов.

МПЧ изменяется со временем и с местоположением на земном шаре или, если быть более точным, с географическим расположением точек рефракции в ионосфере. МПЧ для заданного пути с множеством точек рефракции будет равна минимальной МПЧ на протяжении всего пути. На **рис.1.3А** показана типичная 3000-км схема МПЧ меркаторовой проекции карты, созданная в Prolab Pro. (См.раздел 2.2.7.2).

Каждая точка на карте МПЧ является средней точкой 3000-км пути. Если в заданном месте расположения точке МПЧ равна 7 МГц, то МПЧ будет равна 7 МГц для любого 3000-км пути, для которого данная точка является средней точкой. Другими словами для сигнала, передаваемого с расстояния 1500 км от заданного месторасположении и для которого путь пролегает через ионосферу над этим месторасположением, МПЧ будет равна величине, которая показана в этом месте расположения на карте.

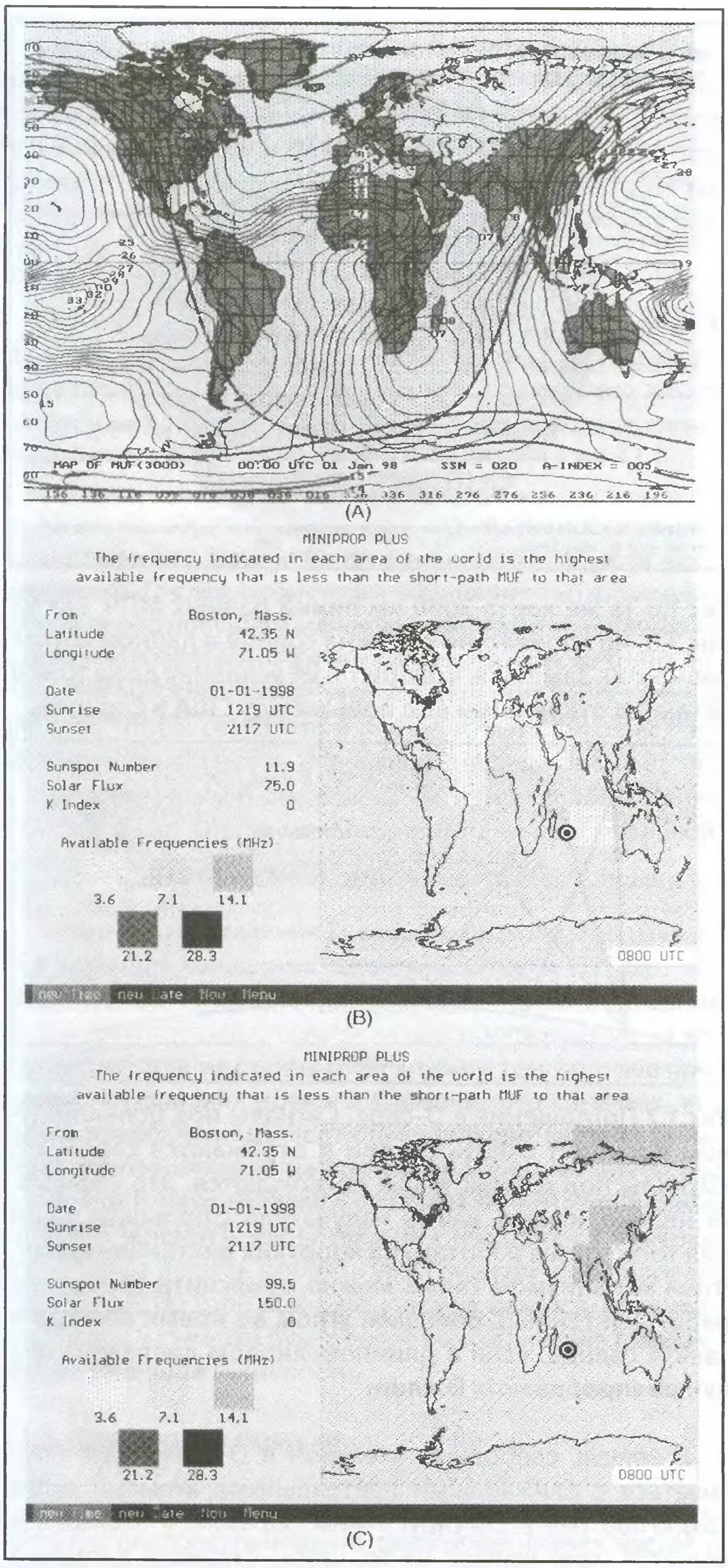
Принято считать оптимальную рабочую частоту равной 80-85% МПЧ. На значительно более низких частотах ситуация далека от идеала, так как поглощение в ионосфере и атмосферные шумы увеличиваются. Теперь у нас есть компьютерные программы, которые точно прогнозируют оптимальную рабочую частоту и максимально применимую частоту на заданном пути и при заданном уровне солнечной активности.

Эти программы необходимы для прогнозирования распространения в более высоком диапазоне частот, например в 40-метровом. Но их полезность ограничивается 80-метровым диапазоном, а для 160-метрового они практически бесполезны, так как распространение в этом диапазоне частот не регулируется максимально применимой частотой.

Высокое значение МПЧ означает благоприятные условия для 10-ти и 15-ти метров. Однако, в низкочастотном диапазоне только небольшое усиление поглощения может ожидаться во время максимального числа солнечных пятен. В годы низкой солнечной активности МПЧ часто оказывается ниже величины, при которой поддерживается распространение на 7 МГц на дальние расстояния. Например, в годы низкой солнечной активности, 7 МГц-овый путь между Европой и США очень часто закрывается в ночное время и связь возможна в предзакатное время (на западном конце пути) и на восходе солнца (на восточном конце).

Таблица 1.1.

a (градусы)	*1/sin(a)*
10	5.8
20	2.9
30	2.0
40	1.6
50	1.3
60	1.2
70	1.1
80	1.0
90	1.0


MAP OF MUF(3000)   00:00 UTC 01 Jan 98   SSN = 020   A-INDEX = 005
(A)
(B)
(C)
new Time new Date Now Menu
0800 UTC

```
MINIPROP PLUS
The frequency indicated in each area of the world is the highest
available frequency that is less than the short-path MUF to that area

From                 Boston, Mass.
Latitude                  42.35 N
Longitude                 71.05 W

Date                   01-01-1998
Sunrise                  1219 UTC
Sunset                   2117 UTC

Sunspot Number               11.9
Solar Flux                   75.0
K Index                         0

 Available Frequencies (MHz)
   3.6      7.1      14.1
      21.2     28.3
```

```
MINIPROP PLUS
The frequency indicated in each area of the world is the highest
available frequency that is less than the short-path MUF to that area

From                 Boston, Mass.
Latitude                  42.35 N
Longitude                 71.05 W

Date                   01-01-1998
Sunrise                  1219 UTC
Sunset                   2117 UTC

Sunspot Number               99.5
Solar Flux                  150.0
K Index                         0

 Available Frequencies (MHz)
   3.6      7.1      14.1
      21.2     28.3
```

Рис.1.3. На А показана проекция Меркатора для земного шара на которой проведены 3000 км линии равных МПЧ для 1 Января при SSN = 20 (А индекс = 5) (00:00 СРЕДНЕЕ ВРЕМЯ ПО ГРИНВИЧУ). Заметьте, что в Северном полушарии существуют области, в которых ночью МПЧ ниже 7 МГц. Это подтверждает тот факт, что в годы низкой солнечной активности на некоторых путях на 40 метрах сигнал довольно слабый (например, на пути из Европы в США). Отметим путь по большому кругу между Западной Европой и Калифорнией. (Карта создана в программе Prolab Pro). На В показана карта частот для 1 Января, 08:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ (SSN=11.9, K=0). Значение МПЧ ниже 7 МГц на пути между Европой и США. На С показана похожая карта частот. Единственным отличием является то, что SN=99.5. На этот раз путь между Европой и США открыт для 40 метров. ***(Карты В и С созданы W6EL в программе Miniprop Plus).***

Даже 80-метров могут иногда пострадать от этого явления. Таким образом, годы низкой солнечной активности не всегда самые лучшие для распространения в низкочастотном диапазоне – несмотря на твердую уверенность в этом многих радиолюбителей.

На **рис.1.3В** показана так называемая карта частот, созданная с помощью программы Minprop Plus. Эта карта, (которая в действительности представляет собой карту максимально применимой частоты) позволяет вам быстро определить частоты, которые вы можете применять в заданной точке земного шара. **Рис.1.3В** предназначен для очень небольшого числа солнечных пятен (SN=11.9) 1 Января в 08:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ (восход солнца в Европе). Заметим, что на карте видно, что между Европой и США существует распространение на 3.6 МГц, но нет распространения 7.1 МГц, что только подтверждает сказанное мною выше. **Рис.1.3С** показывает картину для SN=100, rкоторое гарантирует достаточный уровень ионизации для 40-метрового пути между Европой и Америкой.

На обеих картах частот геомагнитный индекс А приравнивается к нулю, что означает, что здесь не будет вызванной солнцем геомагнитной активности, которая нарушит путь. (См. раздел 2.2.5.).

На **рис.1.4** показана «косоугольная азимутальная эквидистантная» проекция из Prolab Pro (так называемая карта большого круга), которая позволяет нам увидеть значения МПЧ по всему периметру земного шара между QTH (центр карты) и запланированной QTH. В этом примере центр карты большого круга располагается в Западной Европе. На карте видно, что МПЧ снижается в зимнее время в любой заданной точке планеты и намного ниже ночью, чем в дневное время.

Другая очень необходимая проекционная карта – это «полярная азимутальная эквидистантная» проекция из Prolab Pro. На этой карте видно как Северное, так и южное полушарие и она очень удобна для анализа полярных путей. На **рис.1.5** показана такая карта с центром в Брюсселе с линиями равных МПЧ для середины зимы 08:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ (восход солнца в западной Европе) при числе солнечных пятен 20. Отметим зоны низкой максимально применимой частоты между Европой и США. И снова это доказывает, что в годы низкой солнечной активности 40-метров могут быть абсолютно бесполезными ночью, как и другие высокочастотные диапазоны. На **рис.1.6** показана та же карта для числа солнечных пятен 200, указывающая, что 40 и 30 метров остаются в действии всю ночь между Европой и Северной Америкой при данном уровне солнечной активности.

И, наконец, если даже при минимальном уровне солнечной активности МПЧ превышает 1.8 МГц, о распространении на 160 метрах не может быть и речи.

1.1.2. Активность D-слоя.

В течение дня самым нижним слоем ионосферы является D-слой, который располагается на высоте 60-90 км от земной поверхности.

Рис.1.7 показывает, каким образом низкочастотные сигналы с низким углом падения на D-слой поглощаются им. D-слой поглощает сигналы вместо того, чтобы преломлять их, так как он намного плотнее других слоев ионосферы. Плотность нейтральных, неионизированных частиц, которые составляют основную массу в этом регионе в 1000 раз больше в D-слое, чем в E-слое. [121] Для того, чтобы низкочастотный сигнал распространялся в любом слое без больших потерь, число нейтральных атомов должно быть небольшим.

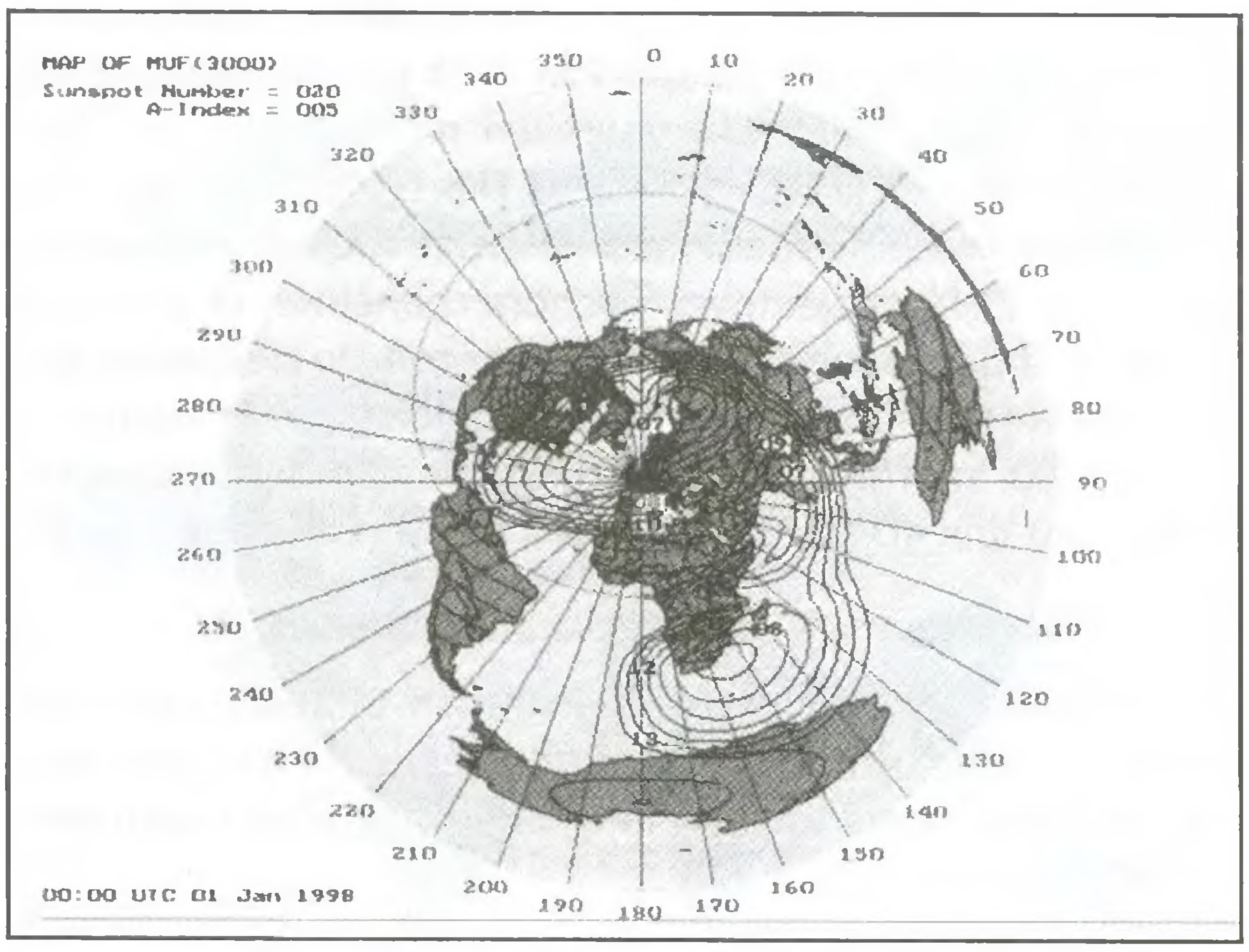


Рис.1.4. Карта показывает 3000 км линий равных МПЧ, изображенных на кругосветной проекции (также известной как азимутальная проекция). В этом примере показаны только линии МПЧ до 10 МГц, чтобы не загромождать карту. Все радиальные линии, исходящие из центра QTH (Бельгия, Западная Европа) представляют собой линии большого круга, показывающие прямые радиолучи, достигающие любого места. Та же карта (без линий МПЧ) используется для показа радиолуча, приходящего от известного QTH до DX вокруг земного шара.

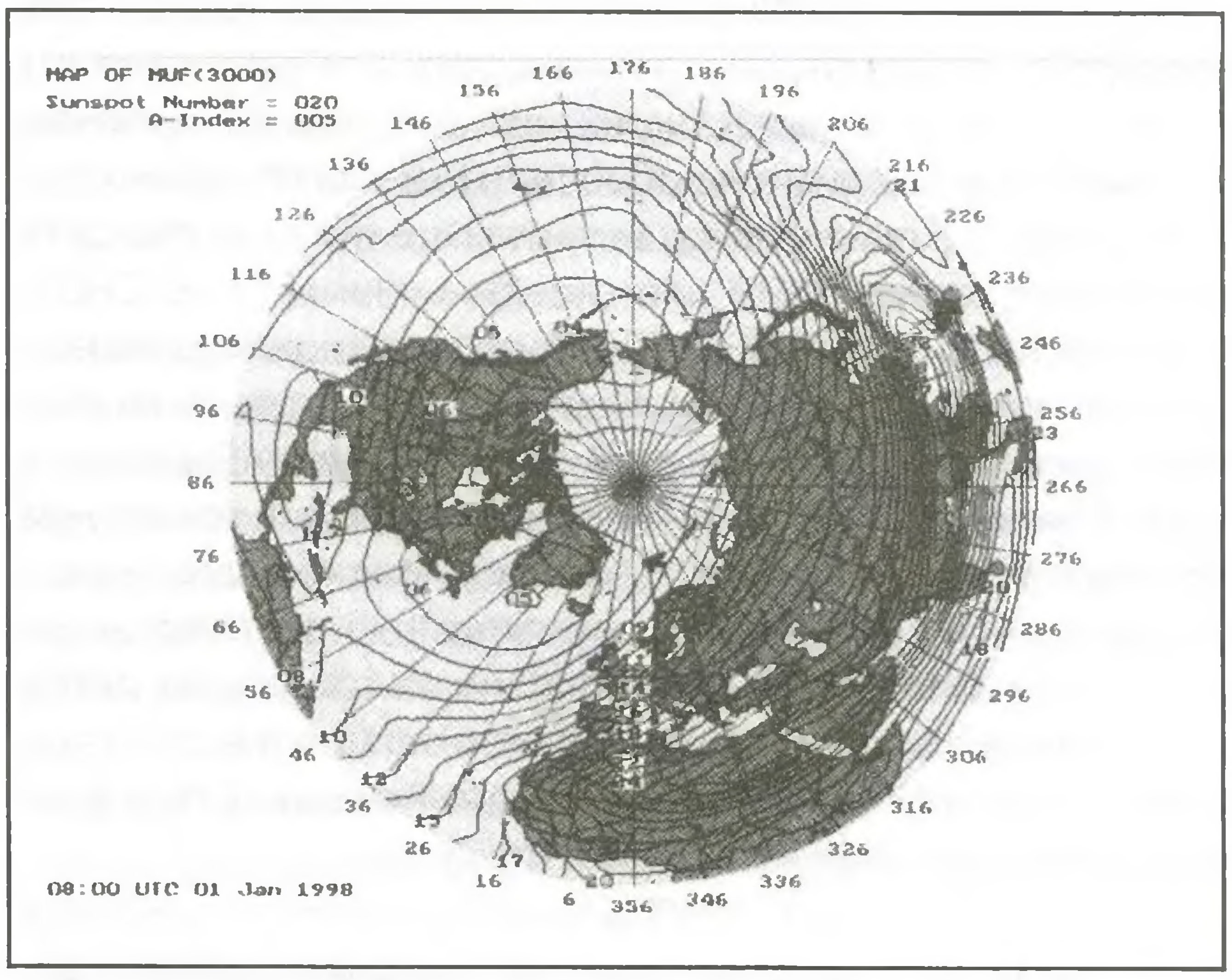


Рис.1.5 Информация об МПЧ, идентичная представленной на рис.1.4, показана в виде Полярной азимутальной эквидистантной проекции. Этот пример приведен для 08:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ(восход солнца в Европе). Обратите внимание на низкие значения МПЧ над Северной Атлантикой и Северной Америкой. Здесь показано, почему 40 метров часто закрыты на пути между Европой и США в годы низкой солнечной активности *(карта создана в Prolab Pro)*.

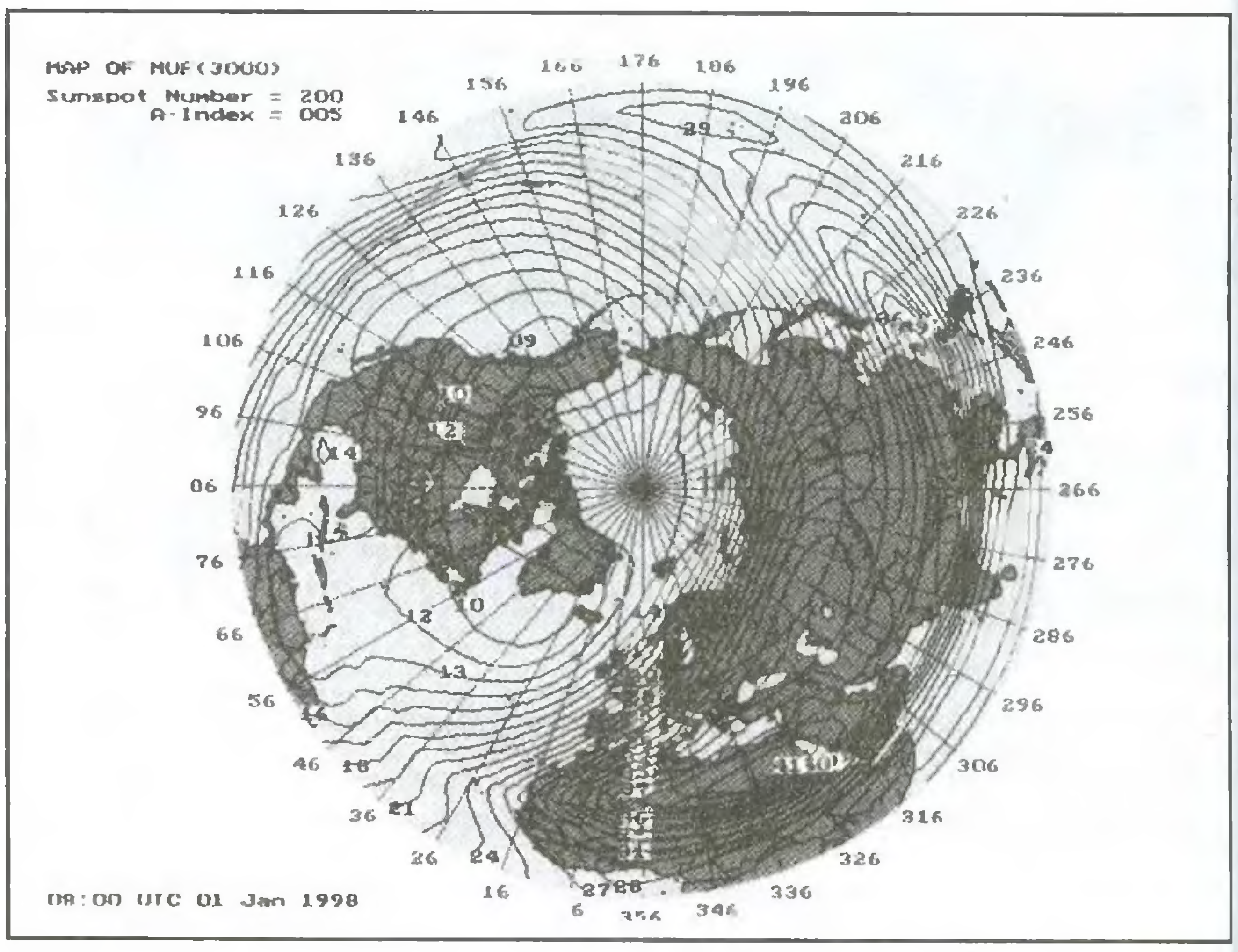


Рис.1.6 Та же карта 3000 км линий равных МПЧ, как на рис.1.5, но количество пятен на солнце в данном случае равно 200. Заметьте, что при таких условиях даже 10 МГц остаются открытыми всю ночь между США и Европой.

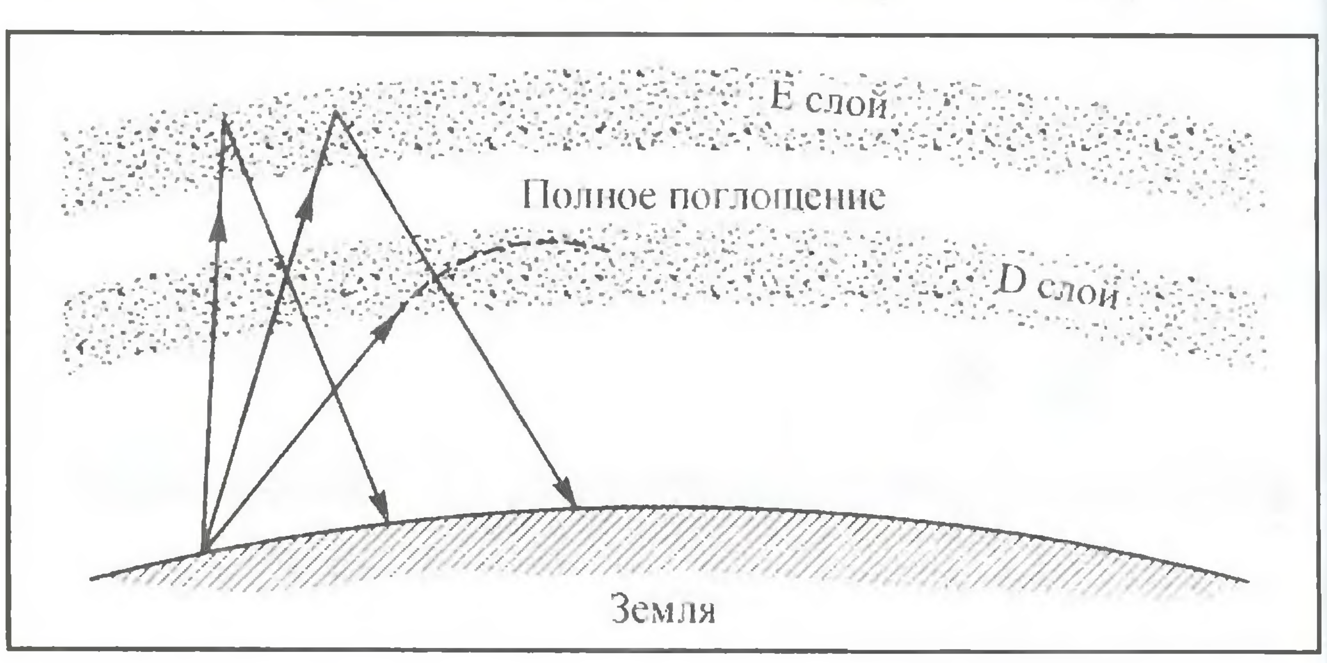


Рис.1.7 Поглощение в D-слое. Сигналы под большим углом проходят сквозь D-слой и отражаются слоем E/F. Сигналы под малым углом поглощаются. Это объясняет необходимость иметь излучатель с большим углом для того, чтобы работать на коротких дистанциях днем. Этим механизмом также можно объяснить улучшение работы антенны с большим углом во время восхода и заката солнца, если в длинноволновом диапазоне они лучше «пробивают» D-слой.

В общем, свободный электрон в D-слое будет сталкиваться с ближайшими нейтральными атомами около 10 000 000 раз в секунду! Таким образом, у электронов остается мало шансов на то, чтобы отражать сигналы в D-слое, поэтому вместо этого происходит поглощение. «Частота столкновений» высока, что приводит к высокому уровеню поглощения сигнала.

В течение обычного дня уровень ионизации D-слоя изменяется с изменением угла зенита солнца, но очень зависит от числа рентгеновских вспышек на солнце. В течение ночи уровень ионизации D-слоя катастрофически снижается, но не исчезает совсем. Эта степень остаточной ионизации D-слоя, которая влияет на ослабление связи в низкочастотном диапазоне в ночное время. Этот эффект, конечно, наиболее четко выражен для 160-метровых волн. Небольшие колебания ионизации D-слоя могут повлечь за собой сильные изменения в степени поглощения сигнала в диапазоне частот с максимальной длиной волны. Это особенно важно для многоскачковых способов распространения, когда сигнал должен пройти через D-слой два раза на каждый скачок.

Степень поглощения обратно пропорциональна величине угла падения сигнала на D-слой, то есть сигналы с высоким углом падения будут проходить через D-слой практически без изменений. Это одна из причин того, что диполи с большим углом (близкие к земле) работают так хорошо в дневное время на 80-метрах на небольших расстояниях.

Я думаю, что этот механизм также играет свою роль в часто описываемом явлении, когда антенны с большим углом в периоды сразу после восхода и сразу после заката превосходят антенны с малым углом при передаче сигнала на дальние расстояния. (См. также раздел 1.4.4.4.)

Каким же образом цикл солнечной активности влияет на это явление? При низкой солнечной активности формирование D-слоя происходит медленнее; возрождение D-слоя перед полуднем менее выражено по сравнению со скоростью разрушение слоя вечером. Это происходит потому, что энергии солнца утром и вечером недостаточно для того, чтобы создавать и поддерживать высокий уровень ионизации D-слоя. Это в свою очередь означает, что в дни минимальной солнечной активности поглощение в D-слое будет слегка меньше, чем в дни максимальной, особенно перед восходом и закатом солнца.

Механизм поглощения D-слоем неоднократно изучался в периоды солнечных затмений. Отчеты [121,125] показывают, что во время солнечного затмения истощение D-слоя значительно снижается и распространение на короткие расстояния становится схожим с тем, которое происходит в условиях ночного времени. Это означает, что только колебания плотности D-слоя будут оказывать незначительное влияние на распространение между двумя удаленными, находящимися в полной темноте станциями. Ситуация меняется, когда связь производится в сумерки, когда сигнал должен пробить уже слишком ионизированный D-слой. По этой причине, как мне кажется, разжижение D-слоя в сумерки будет более выраженным в годы высокой солнечной активности.

1.1.3. Магнитные помехи.

Утренняя активность является одной из важных характеристик распространения в диапазоне низких частот и представляет собой поле деятельности для научных исследований. Любители, живущие в радиусе нескольких тысяч миль от магнитных полюсов знают все о последствиях этого явления! Наиболее благоприятными периодами в течение 11-летних циклов солнечной активности (в периоды минимальной геомагнитной активности) являются периоды завершающей фазы цикла. Утренняя активность будет описана более детально ниже в этой главе.

1.1.4. Распространение в диапазоне низких частот в годы высокой солнечной активности.

Годами считалось, что дальняя связь в диапазоне низких частот плохо осуществима в годы высокой солнечной активности, но сейчас далеко не все разделяют это мнение. Так как уровень ионизации должен быть достаточно высоким для поддержания некоторых механизмов распространения (рефракции, волноводного канала), теоретически более высокий уровень солнечной активности должен быть более предпочтителен для дальней связи, как в диапазоне низких частот, так и дальней связи в целом. В низкочастотном диапазоне это особенно характерно для 40-метрового диапазона.

В прошлом было очень мало сигналов дальней связи в диапазоне низких частот в годы высокой солнечной активности. По большей мере это было связано с отсутствием других радиолюбителей на этих частотах. Относительное отсутствие интереса к дальней связи на низких частотах приводило к тому, что заурядные радиолюбители, которым круглые сутки была доступна связь на 20-ти метровых волнах держались в стороне от низкочастотной связи. Система наград наряду с акцентированием внимания на низкочастотной связи на соревнованиях по многочастотной и низкочастотной связи акцентировала внимание на дальней связи в диапазоне низких частот. В дальнейшем потрясающе быстрый рост элитной группы любителей дальней связи на минимальной частоте послужил стимулом к усилению активности связи на низких частотах в течение всего солнечного цикла и всего года.

Около 20 лет назад «средний» радиолюбитель открыл для себя низкие частоты и добавил их к списку частот, ранее считавшихся единственными для осуществления дальней связи. Сейчас любое мероприятие по дальней связи включает в себя работу на 40, 80 и даже 160-ти метрах. Сейчас, даже в середине лета в годы высокой солнечной активности мы всегда можем услышать несколько радиостанций CQ DX работающих в диапазоне минимальных частот!

В 160-метровом диапазоне распространение не претерпевает значительные изменения в течение всего солнечного цикла. Цикл влияет на следующие механизмы:

1. Утренний механизм: Кажется, что нам наиболее благоприятны начальная и восходящая фазы цикла солнечной активности в годы с низкой геомагнитной активностью [142] (См. раздел 2.2.).

2. Уровень ионизации F и E-слоев в ночное время: Тед Коэн и Кэрри Олер [142] утверждают, что зависимости между числом пятен на солнце и силой сигнала в 160-ти метровом диапазоне составляет всего 5% от такой же зависимости в диапазоне высоких частот. Это потому, что на низких частотах отражение в ночное время в ионосфере происходит в E и F слоях, уровень ионизации в которых ночью снижается до минимума. И этот ночной минимум очень мало зависит от уровня ионизации в течение дня (в то время как влияние цикла очень важно, о чем свидетельствует поведение диапазона высоких частот).

3. D-слой: остаточная ионизация D-слоя в ночное время играет важную роль, особенно при многоскачковом распространении. В сумерки поглощение D-слоя существеннее, чем ночью. Следовательно, здесь сказывается влияние солнечных пятен на этот механизм и наблюдается слегка более активное истощение D-слоя в годы высокой солнечной активности.

Короче говоря, цикл солнечной активности имеет некоторое влияние на распространение в диапазоне низких частот, но оно далеко не так значительно, как на диапазон высоких частот. Низкое число пятен на солнце еще само по себе не гарантирует качества распространения в низкочастотном диапазоне (в особенности это касается 160 метров).

С годами я убедился, что в начале солнечного цикла множество радиолюбителей открыли для себя диапазон низких частот и, в особенности, диапазоны минимальных частот. Они создают более совершенные антенны, получают более глубокие знания в области распространения и все больше имеют успех в дальней связи на низких частотах. Это заставляет их оставаться на этих вызывающих частотах даже после того, как открываются 10 и 15-ти метровые.

1.2. 27 - дневный солнечный цикл.

Солнце совершает один оборот вокруг своей собственной оси приблизительно за 27 земных дней. Пятна и другие явления на солнце могут продолжаться в течение нескольких циклов вращения. Это означает, что мы можем ожидать похожих условий для радиоизлучения каждые 27 дней. Радиолюбители (работающие как в низко, так и в высокочастотном диапазонах) с нетерпением ждут повторения очень благоприятных условий через 27 дней после того, как эти условия однажды наступили, и их ожидания очень часто оправдываются. Очень вероятно, что на данный момент этот механизм является единственным более или менее надежным источником информации о том, когда возникнут благоприятные условия для распространения на 160-ти метрах!

Если условия благоприятны сегодня, то отсутствие большого числа помех является некоторой гарантией того, что распространение будет устойчивым через 27 дней.

Тем не менее, если условия не благоприятны сегодня (например, из-за вспышки на солнце), это не значит, что через 27 дней условия также будут плохими, потому что вспышки на солнце не повторяются каждые 27 дней. Тем не менее, повторяющаяся (рекуррентная) солнечная корона, скорее всего, повторится в следующем 27-дневном периоде. К сожалению, в первые годы солнечного цикла эта 27-дневная система предсказаний не очень надежна, потому что большинство времени солнечные пятна не держатся постоянно даже с течение одного кругооборота. По мере нарастания цикла 27-дневные повторы становятся более стабильными.

1.3. Смена времен года.

Мы все представляем себе действие механизма, который влияет на смену времен года: угол наклона солнца по отношению к экватору. Наклон достигает своего максимума 23.5° 21 декабря и 21 июня. Это совпадает с серединой сезона зимнего распространения в Северном полушарии и серединой сезона летнего распространения в Южном.

В это время дни самые короткие или самые продолжительные и солнце достигает высшей или, соответственно, низшей точки в полдень во внеэкваториальной зоне.

На экваторе солнце достигает высшей точки своего восхождения в полдень дважды в год: в дни равноденствия 21 сентября и 21 марта. В эти времена года солнечная ось перпендикулярна земной оси (нулевой наклон), когда день равен ночи в любой точке земного шара.

21 Декабря и 21 Июня солнце все еще стоит высоко над экватором (90°-23.5°=66.5°). Максимальная высота солнца на любой широте задается выражением:

Высота = 90°- северная широта + 23.5°
(максимум 90°).

Другими словами, солнце никогда не поднимается выше 23.5°на полюсах и выше 53.5°на широте 60°.

Очевидно, что действие этого механизма приводит к тому, что сезонное влияние солнца на 80-ти метровое распространение будет дополняющим в северном и южном полушариях. Любое влияние будет более значительным в зоне полюсов и менее выраженным в экваториальной зоне. (±23.5° на экваторе).

Но каким же образом смена времен года влияет на 80-ти метровое распространение?

1. Чем дольше солнечный свет создает и поддерживает D-слой, тем сильнее он поглощает радиоволны в сумерках и на рассвете. В зимнее время солнце стоит очень низко и уровень солнечного света будет намного ниже. Соответственно, ионизация D-слоя будет проходить намного медленнее.

2. Когда восход солнца происходит быстро (лето в областях, удаленных от экватора) структура D, E и F-слоев, необходимая для создания волнового канала, продержится в нужном состоянии намного более короткий период времени, чем зимой, когда солнце восходит медленнее. Распространение в сумерках, таким образом, будет действовать дольше зимой, чем в летнее время.

3. Летом случаются грозы (не в экваториальных местностях). Электрические помехи (QRN) с легкостью перекрывают слабые сигналы дальней связи и обескураживают даже самых ревностных радиолюбителей. Возьмем траекторию север-юг (США – Южная Америка или Европа-Африка): лето в северном полушарии может быть более благоприятным для связи, так как там QRN менее интенсивны, чем QRN во время лета в северном полушарии.

4. Во время самых длинных зимних ночей наступает максимально благоприятное время для прохождений. Вы на самом деле должны находиться в сумерках или в темноте для того, чтобы слишком плотный D-слой не мешал преломлению и были все условия для распространения радиоволн в низкочастотном диапазоне на дальние расстояния

5. Утреннее явление более выражено в периоды, близкие к равноденствию (март-апрель и сентябрь октябрь).

1.3.1. Зима (15 октября – 15 Февраля в Северном полушарии).

Для зимы характерны низкие МПЧ, короткие дни, большая продолжительность темного времени суток, солнце восходит медленно, продолжительность сумеречного периода увеличивается (см. раздел 1.4.4.1) и нет электронных помех (QRN) от гроз.

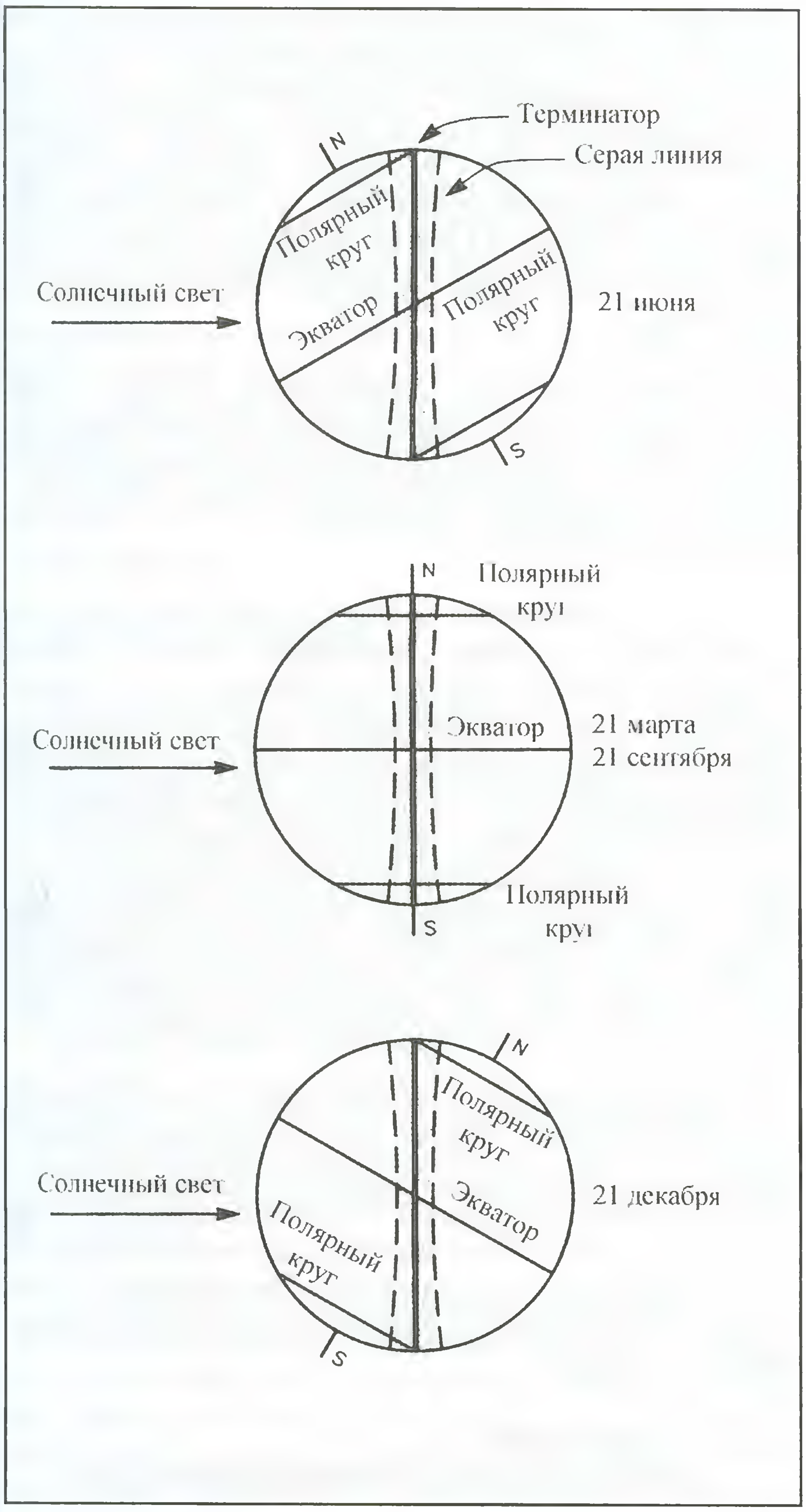


Рис.1.8. Эти рисунки отражают наклон солнца с разных позиций (сплошная вертикальная линия) в разное время года. Линия сумерек представлена как зона переменной ширины (затушеванная область) для того, чтобы обратить внимание на то, что в районе полюсов она не такая как в районе экватора.

Это лучший период для всех станций, расположенных в северном полушарии в зимний период. И наоборот, такие условия не применимы к южному полушарию. Таким образом, зимний период в Северном полушарии идеален для распространения между двумя станциями по траекториям запад-восток и восток-запад, если обе станции находятся в северном полушарии. Типичные каналы – США - Европа, США - Япония, США-Азия и т.п.

1.3.2. Лето (15 Апреля- 15 Августа в Северном полушарии).

Для летнего периода характерны более высокие значения МПЧ, длинные дни, более быстрый восход солнца, увеличивается активность D-слоя в предзакатное время и перед восходом солнца, и возможность помех QRN во время летних гроз. Эти факторы создают наихудшие условия для распространения в Северном полушарии по линиям запад-восток и восток-запад, которые только можно себе представить. Тем не менее, мы должны четко представлять себе, что пока большинство любителей борются с грозовыми помехами летом в Северном полушарии, на противоположном конце земли наши друзья наслаждаются превосходными условиями зимнего времени. Это означает, что летнее время – лучшее для трансэкваториального распространения (например, по линиям Европа – Южная Африка или Северная Америка – южная часть Южной Америки).

1.3.3. Период равноденствия (15 августа – 15 октября и 15 февраля – 15 апреля).

Во время этих периодов состояние ионосферы практически одинаково, как в Северном, так и в Южном полушариях: близкие значения МПЧ, дни и ночи длятся приблизительно 12 часов в обоих полушариях, снижается количество грозовых помех и т.д. Это несомненно лучший период для «непрямого трансэкваториального распространения» на линиях северо-восток юго-запад и северо-запад юго-восток. Типичные примеры: Европа – Новая Зеландия и Западное побережье США – Индийский океан.

1.3.4. Распространение в экваториальных зонах.

В основном, в любой сезон года существуют благоприятные условия для распространения из Южного в Северное полушарие внутри экваториальных зон (но не через них). В 80- и 40-метровых диапазонах единственным действительно ограничивающими факторами могут стать распределение МПЧ вдоль всей траектории и, в особенности, количество грозовых помех в самой экваториальной зоне. К сожалению не существует «правила большого пальца», которое смогло бы рассказать нам все об активности электрических бурь в этих зонах. Из Европы мы работаем в 160-метровом диапазоне с Африканскими станциями и станциями в южной части Южной Америки в основном в июне, июле и августе. Подобная ситуация складывается между Северной Америкой и южными районами Африки и Южной Америки.

1.3.5. Диапазоны низких частот открыты круглый год.

Я пришел к заключению, что недавняя уверенность многих в том, что распространение в 80-метровом диапазоне доступно лишь в зимние периоды времени, всего лишь заблуждение. Период равноденствия является наиболее благоприятным временем года для экваториального и трансэкваториального распространения, в то время как в середине лета (если грозовые помехи относительно низки).

В северном полушарии можно частенько поработать с редкими радиостанциями, находящимися на противоположном конце света или в экваториальной зоне. Даже качественные прохождения по траектории восток-запад могут случаться в середине летного периода, пока канал открывается в темноте и уровень грозовых помех дает возможность принимать слышимые сигналы.

Конечно, радисты должны быть готовы к тому, что у них ничего не получается. В течение многих лет я работал лишь с редкими единицами на траектории восток-запад в летнее время. Вот несколько примеров:

XYØRR (Бирма) работал на 160 метрах 3 сентября перед закатом солнца. После QSO на 80-ти метровом SSB мы перешли на 160 метров, где был обмен на 579. После QSO XYØRR повызывал CQ несколько раз, но больше никто не вернулся. Те, кто тогда убедился в том, что лето – неблагоприятный период для 160 – метровых, опять ошиблись.

Небольшая предыстория этого сеанса связи такова: летом я обычно не обращал внимания на это направление. Просто в этом направлении было поле, на котором росли зерновые длиной 2,5 м (8 футов). В тот день перед связью я провел пару незабываемых часов, устанавливая изолированный провод прямо по верхушкам злаковых, растущих на поле. Вы когда-нибудь должны попробовать это ради смеха!

Другой впечатляющий пример: Руди DK7PE в начале августа 1992 провел сеанс связи с S21ZC. В первую ночь он был на 160-ти метрах, а я находился в самом центре грозы (S9 + 40 длительных атмосферных помех) и не было шансов на связь. На следующий день грозовые помехи снизились до S7 и отличный QSO (579) прошел на довольно длинной траектории (сравнимой с траекторией Судан (ST) – Восточное побережье США или Западное побережье Африки-Калифорния).

1.4. Дневной цикл.

Мы знаем, что вращение земли вокруг солнца порождает смену дня и ночи. Переход дня в ночь очень резкий в экваториальных зонах. Солнце встает и садится очень быстро. Для полярных зон все строго противоположно. Давайте, для большей наглядности разделим день на три периода:

1. Дневное время: время, начиная с восхода солнца до времени перед закатом;

2. Ночное время: время после заката до времени перед восходом;

3. Восход/закат: время сумерек

1.4.1. Дневное время.

В районе восхода солнца D-слой восстанавливается под влиянием солнечной радиации. Максимальна степень ионизации и активность D-слоя достигается прямо перед полуднем. Это значит, что степень поглощения D-слоем возрастает от своего минимума перед восходом солнца до максимума перед полуднем. Степень поглощения зависит от высоты солнца в любое заданное время.

Например, возле полюсов (Северная Скандинавия) в зимнее время солнце встает поздно, а садится рано. Как следствие D-слой медленно восстанавливается. В середине зимы солнце в течение всего дня может стоять прямо над горизонтом (в районах ниже Полярного круга, находящихся в 90°-23.5°=66.5° над экватором) или за горизонтом для местностей за Полярным кругом. Поглощение в D-слое будет минимальным или вообще не будет существовать при таких условиях. Вот почему станции, расположенные в районах полюсов, могут в действительности проводить сеансы дальней связи на 80-ти метрах 24 часа в сутки зимой (если обеспечены спокойные геомагнитные условия – см. раздел 2.2). Контакты между Финляндией или Швецией и районом Тихого океана или Западного побережья США не редки в полдень в северной части Швеции и в северной части Финляндии на 40- и 80-ти метрах.

Я полагаю, что это не самый лучший пример «типичных» условий дневного времени, так как в этих полярных регионах мы на самом деле никогда не сталкиваемся с типичными условиями дня в середине зимы, а постоянно находимся в сумерках.

Ранее я упоминал, что в условиях обычного дня, когда ионизация D-слоя очень интенсивна, сигналы с малым углом полностью поглощаются, а сигналы с большим углом проходят сквозь слой и преломляются E-слоем (160 и 80 метров). Только во время пика ионизации (сразу после полудня) может происходить заметное поглощение сигналов с большим углом. Сила сигнала, принятого локальной станцией посредством рефракции в ионосфере, снизится до минимума в районе полудня. Как было сказано выше, для того, чтобы получить качественную передачу сигнала на 80-ти метрах в дневное время, вам необходима антенна с большим вертикальным углом излучения.

Позже мы убедимся, что этого можно легко добиться используя обычный диполь. На 160-ти метрах распространение в середине дня существенно ограничивается поверхностными волнами. На противоположном конце диапазона низких частот 40-метровые в основном остаются открытыми для дальней связи практически 24 часа в сутки в зимнее время, хотя в полдень сигналы значительно ослабевают.

1.4.2. Ночное время (распространение в темное время суток).

После захода солнца D-слой рассеивается и практически полностью исчезает. Следовательно, можно ожидать хороших условия для распространения в диапазоне низких частот на обоих концах канала, особенно, если область между этими концами находится в темноте. Можно покрыть огромные расстояния, если оба конца канала совпадают с концами темной зоны (оба расположены возле линии границы дня и ночи).

В ночное время в годы низкой солнечной активности, критическая частота может снижаться до 3.7 МГц и мертвые зоны будут регулярно проявлять себя. Мертвые зоны – обычное явление для 40-метрового диапазона в ночное время. Если МПЧ превышает 1.8 МГц, то мертвые зоны не возникают для 160-метрового диапазона.

1.4.3. Полуночный пик в середине пути.

Пути Север-Юг (± 30° курса) демонстрируют пик качества распространения в полночь на полпути сигнала как для 160, так и для 80-ти метровых диапазонов. Когда я налаживаю связь на этих частотах с Африканскими станциями или станциями в районе индийского океана, я всегда стараюсь делать это в «полночь в середине пути».

Несмотря на то, что существует распространенное мнение, что путь восток-запад демонстрирует пики на восходе и закате солнца, множество критически настроенных наблюдателей стали свидетелями (по крайней мере, на 160-ти метрах) похожие пики в полночь в середине пути. Конечно, такой пик не существует в 40-метровом диапазоне, где пики случаются сразу до и после восхода и заката солнца. Хоть я и наблюдал такое явление несколько раз, вопрос в Интернете поставил Питер DJ8WL. Точный механизм может быть и не понят, но он связан с тем, что в это время солнце находится «на другой стороне земли», создавая наиболее благоприятные условия ионизации E и F слоев ионосферы темной стороны планеты. Позже я объясню, как вычислить время этих пиков, используя время заката и восхода.

1.4.4. Периоды сумерек.

Как упоминалось выше, терминатор – это линия, отделяющая «дневную» половину земли от «ночной». Визуальный переход от дня к ночи и наоборот происходит довольно резко в экваториальной зоне и намного медленнее – в полярных зонах (см. Раздел 1.4.1.). Так называемая «серая линия» представляет собой серую полосу между днем и ночью, обычно называемую зоной сумерек. В действительности, «серая зона» – более подходящий термин, чем «серая линия». В периоды сумерек возникают очень интересные условия распространения, которые не ограничиваются длинноволновым диапазоном. Тем не менее, механизмы, действующие в коротковолновом диапазоне (10, 15 и 20 метров) могут существенно отличаться от механизмов, действующих в длинноволновом диапазоне (40, 80, 160 метров).

Для операторов длинноволнового диапазона особенно важно визуально представлять ситуацию, используя карты или глобус (см. раздел 2.2.7.2.), на которых показан терминатор, меридианы и авроральный овал. Долгое время многие задумывались над тем, что в действительности является причиной тех благоприятных условий для распространения в длинноволновом диапазоне, которые можно наблюдать практически ежедневно в периоды сумерек. Было широко распространено мнение, что эти сумеречные эффекты возникают благодаря действию специфических механизмов распространения – тех, что характеризуются меньшими потерями, чем в стандартной многоскачковой модели. Эти механизмы будут ниже рассмотрены более детально.

Но, помимо специфических механизмов распространения в периоды утренних и вечерних сумерек, существует и другая причина, по которой в это время мы можем гораздо эффективнее работать в длинноволновом диапазоне. Когда солнце встает на восходе, все сигналы с востока (которые могут представлять собой существенную долю помех ночью) значительно ослабевают под влиянием D-слоя, возникающего на востоке. Конечным результатом часто становится намного более тихая полоса частот в одном направлении (восток утром и запад вечером), которая приводит к улучшению соотношения сигнал-шум для слабых сигналов с противоположного направления. Если сумерки только в одной части канала, улучшения происходят только в одном направлении.

Также важно знать, насколько долго существуют эти особые условия распространения – другими словами, знать, как долго сохраняется эффект периода радио-сумерек. Вы должны понимать, что скорость перехода от ночи к дню (и наоборот) зависит от скорости восхода (заката). Существуют два фактора, которые определяют эту скорость: время года (солнце встает быстрее летом, чем зимой) и широта в которой вы находитесь (солнце встает очень быстро возле экватора и находится очень невысоко над горизонтом в полярных зонах).

Еще один важный момент – я часто наблюдал такое явление: максимальное усиление сигнала происходит на путях распространения, перпендикулярных терминатору. Я уверен, что так происходит потому, что путь волны через D-слой в данном случае максимально короток.

1.4.4.1. Определение серой линии длинноволнового длиапазона.

Когда оба конца пути находятся в зоне сумерек, один на восходе, другой на закате, тогда мы имеем ситуацию серой линии. Влияние преимуществ условий распространения на восходе и на закате осознавали с ранних дней использования длинноволновой связи. Dale Hoppe, K6UA, и Peter Dalton, W6NLZ, первыми назвали зону, в которой существуют специальные условия распространения серой линией [108]. Серая линия является зоной, центром которой является географический терминатор.

Ранее некоторые авторы показывали серую линию зоной, имеющей равную ширину вдоль всего терминатора. Это некорректно, коль скоро это касается связанных с нею феноменов распространения радиоволн. R. Linkous, W7OM, оценил эту различную ширину зоны и, соответственно, подчеркнул ее важность в своей превосходной статье "Navigating to 80-meter DX" [109].

Механизм, который определяет ширину серой линии, означает, что мы имеем узкую ширину серой линии у экватора и широкую линию вблизи полюсов. Промежуток времени, во время которого мы получаем выгоду от условий типичной серой линии, будет, соответственно, короче вблизи экватора и длиннее в полярных областях. Следовательно, феномен серой линии менее важен для любителей дальней связи, живущих в экваториальной области, чем для их коллег, близких к полярному кругу. Это не означает, что вблизи экватора возможности менее улучшаются при восходе и заходе; это просто означает, что продолжительность этого периода просто короче.

Некоторые авторы [108, 118] отмечали, что распространение серой линии всегда происходит вдоль терминатора. В длинноволновых диапазонах есть только редкие подтверждения такого распространения.

Из следующих далее примеров распространия серой линии будет ясно, что распространение происходит не вдоль серой линии, а скорее через темную зону по пути, который (в большинстве случаев) почти перпендикулярен терминатору. Распространение серой линии в длинноволновом диапазоне отличается от того, что часто называется распространением серой линии в ВЧ диапазонах, где путь распространения следует за распространением серой линии.

Хорошо известный пример описан K9LA, [152]. Многие из нас помнят «великие» длинноволновые условия между Heard Island и восточным побережьем США в январе 1997. Он считался чрезвычайно сложным путем. На **рис.1.9А** показаны теоретические пути по большому кругу между Heard Island и Нью Йорком (середина января при СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ 23:00). Отметим, что путь (по курсу 250°) направлен приблизительно под углом 30° к терминатору у Heard Island. На **рис.1.9В** показан тот же самый путь, но с центром карты азимутальной проекции, находящемся в Нью Йорке. Этот путь (по курсу 130°) также направлен под острым углом к терминатору на конце пути в США. Большинство, если не все, станции восточного побережья США, которые работали с VK0IR, и которые имели доступ к различным направленным приемным антеннам (таким, как антенны Бевериджа), отмечали, что сигналы VK0IR приходили с направления приблизительно 60° правее Европы.

На **рис.1.9D** показан путь между Heard Island и Испанией. Путь (по направлению 300°) теперь составляет 90° с терминатором на Heard Island. Аналогично путь между восточным побережьем США и Испанией (по направлению 65°) также имеет угол 90° к терминатору на конце пути в США (**рис.1.9С**). Я убежден, что сигналы от Heard Island распространялись через Европу к восточному побережью США. Это подтверждается заявлениями от станций США и это снова подтверждает мое мнение, что улучшенные условия серой линии наиболее часто сочетаются с сигналом, азимут которого почти перпендикулярен терминатору.

K1GE подтвердил, что это происходило также с другими станциями в Индийском океане. Каждый день во время экспедиции на Heard Island я слышал и свидетельствую, что сигналы, полностью исчезнувшие в Европе, в то же самое время исчезают в Северной Америке. Это несомненно подтверждает, что путь в США идет прямо через Европу. Что заставляет этот путь отклоняться на север, объясняется позже в этой главе.

Чтобы быть полностью корректным, я должен согласиться, что QSO между Восточным побережьем и Heard Island при СРЕДНЕМ ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ 23:44 были только наполовину QSO серой линии. Однако, станции немного более дальше удаленные от моря в США, которые работали с VK0IR как раз до этого времени, делали это на пути двухсторонней серой линии.

Экспедиция VK0IR была живым доказательством тому факту, что ширина серой линии зависит от широты расположения станции. Многие помнят, как VK0IR (расположенная на 53° южной широты) работала почти каждый день на 160 метрах всегда более 30 минут после восхода солнца, в то время, как 80-ти метровые QSO были сделаны позже 00:50 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ в течение полутора часов после восхода на Heard Island во время этой экспедиции. Это были замечательные условия, где значительное увеличение сигнала произошло для сигналов, направленных перпендикулярно терминатору на обоих концах пути.

1.4.4.2. Другие примеры замечательных условий распространения в серой зоне.

Другим ярким примером улучшения условий в серой зоне можно назвать QSO на 80 метрах из Европы с Kingman Reef на особенно трудном пути в конце зимнего сезона в Северном полушарии. Я провел QSO с Kingman Reef и Palmyra 1 Мая 1988г. Если проанализировать время восхода и заката в этот день, то закат наступает резко через 40 минут после восхода в моем месте расположения. Это значит, что теоретически здесь не должно начаться прохождение, но мы можем слегка форсировать ситуацию и воспользоваться преимуществами серой линии. Как мы это сделаем? Разделите 40 минут на 2 части и попытайтесь QSO за 20 минут до заката на Palmyra (Kingman Reef) и через 20 минут после восхода здесь, в Бельгии.

Вам кажется, что это выглядит как сделка 50/50? Это совсем не так! Эти тихоокеанские острова расположены всего в 6° севернее экватора, в то время как Бельгия находится в 51° на север. Это значит, что период существования серой линии в KH5 длится всего секунды, а в Бельгии он может длиться до 40 минут. Вылазки (skeds) были сделаны четко во время заката в Тихом океане. На Kingman Reef QSO был сделан через 5 минут после заката, на Palmyra – через 4 минуты после восхода, и в обоих случаях – через 40-45 минут после захода солнца в Бельгии (где длительность существования серой линии довольно велика). Это яркий пример того, каким образом знание механизма распространения поможет вам осуществить очень сложный QSO. Доказательством того, насколько исключительна описанная ситуация является то, что всего лишь два QSO с Европой были сделаны с Kingman Reef и только один с Palmyra.

На более коротких путях станции могут работать на 80 метрах часами после восхода солнца (или до заката). Контакты между США и Восточным побережьем Европы – нередкое явление в середине зимы в течение 2 часов после восхода в Европе на 80 метрах.

Ширина серой линии на 160 метрах гораздо более ограничена по сравнению с 80 метрами. Даже в середине зимы я редко осуществлял длинные QSO более, чем в течение 15 минут после восхода солнца в верхней части диапазона. Я часто копирую станции довольно поздно после восхода солнца, но с очень слабыми сигналами в очень тихой полосе. Это возможно в основном из-за отсутствия помех с востока. Это явление много раз подтверждалось Jack, VE1ZZ, который может копировать европейские станции на 160 метрах до трех часов до заката солнца. Это не значит, что у него была возможность контактировать со многими европейскими станциями, которые он слышал. Для этого ему приходилось ждать около двух часов! В любом случае, в то время дня Европейские станции, возможно, слушали восток. VE1ZZ сообщил, что сигналы были довольно слабыми и их можно было только считывать, потому что абсолютно не было помех.

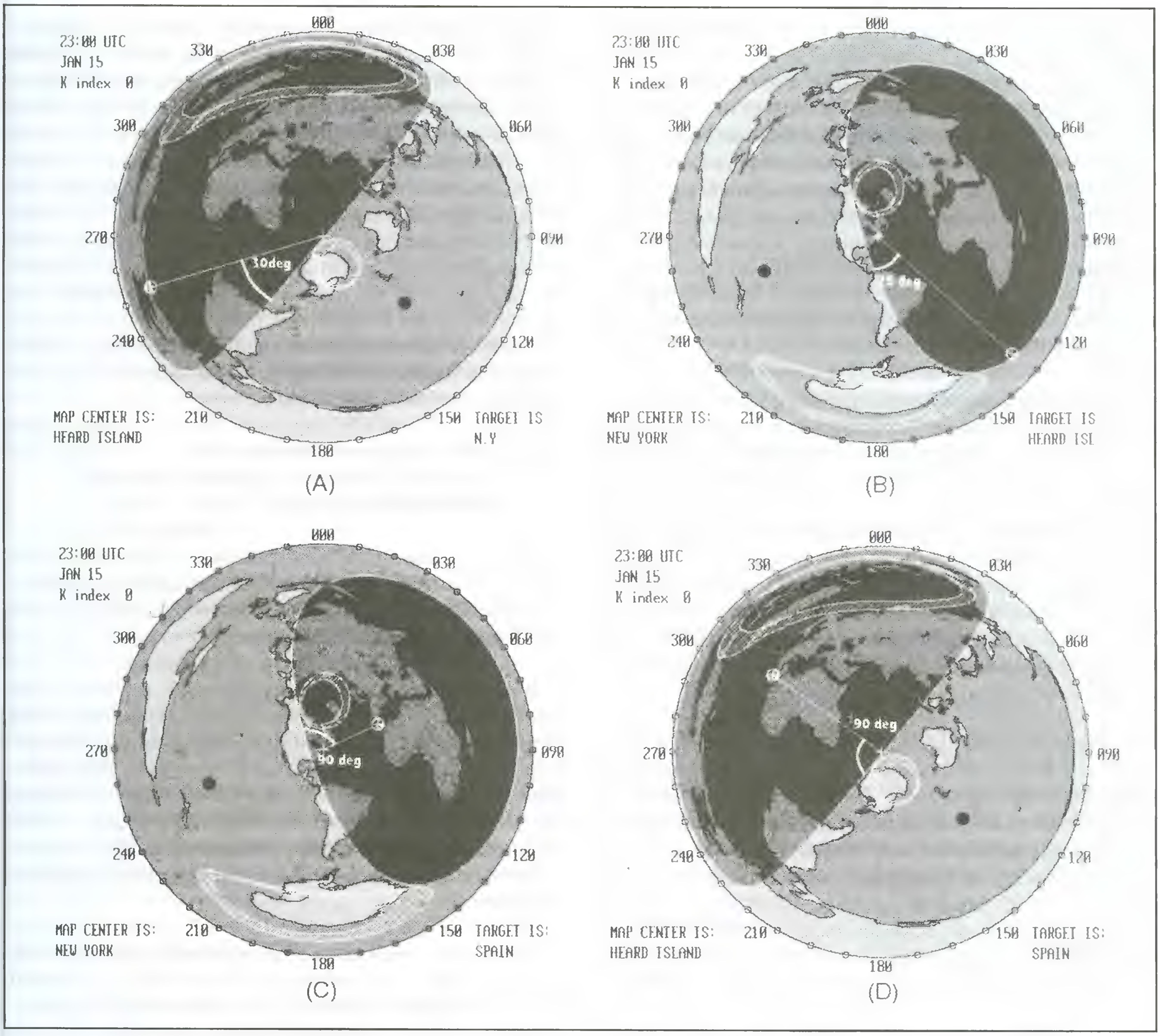

23:00 UTC
JAN 15
K index 0
000
030
060
090
120
150
180
210
240
270
300
330
30deg
MAP CENTER IS: HEARD ISLAND
TARGET IS N.Y
(A)
23:00 UTC
JAN 15
K index 0
25 deg
MAP CENTER IS: NEW YORK
TARGET IS HEARD ISL
(B)
23:00 UTC
JAN 15
K index 0
90 deg
MAP CENTER IS: NEW YORK
TARGET IS: SPAIN
(C)
23:00 UTC
JAN 15
K index 0
90 deg
MAP CENTER IS: HEARD ISLAND
TARGET IS: SPAIN
(D)

Рис.1.9 На А – короткий путь по большому кругу от Heard Island до Нью Йорка. Угол относительно терминатора на Heard Island довольно острый. На В – другой конец того же пути, также под острым углом (25°) к терминатору. На С – путь от Heard Island в Испанию составляет идеальный прямой угол с экватором, также как и наклонный путь из Восточного побережья США в Европу. Большинство, если не все станции Восточного побережья, сообщают, что сигналы с Heard Island пришли по каналу с Европы. Точно так же, на изогнутом пути через Европу встречаются критические условия для максимального улучшения сигнала на закате и восходе солнца. Это идеальный пример наклонного пути, который наблюдали многие. ***(Расчеты сделаны ON4UN с помощью программного обеспечения DX-AID)***

В это время, в полдень, в направлении области дневного света, D-слой выступает в качестве экрана для ионосферных помех. Это дает намного меньший уровень шума для станции в солнечном свете. Станции в восточном конце пути находятся в зоне сильных помех, потому что у них нет преимуществ, которые дает эффект поглощения D-слоем помех в атмосфере, которые проникают на их территорию. Просто понаблюдайте за вашим S-метром на 160 метрах в 2 часа ночи зимой и после заката. Уровень шума, возможно, будет отличаться на 20-25 dB. Этот шум – атмосферный, не производимый человеком. Двадцать dB трудно преодолеть. Это объясняет распространение в один конец при таких обстоятельствах. В то же время, в Европе нет экрана из D-слоя и сигналы с востока на 50 dB сильнее сигнала Jack перед закатом. Это распространение в один конец – обычное явление во время спокойных магнитных условий (низкие значения индексов А и К).

Подобные наблюдения были сделаны в Европе, где станции UA9/0 можно услышать задолго да заката в Европе, но приходится ждать практически до самого заката, чтобы вступить в контакт.

Бывают моменты, когда я могу работать на дальние расстояния после восхода солнца из моего места расположения в Европе. В эти моменты я работаю со станциями ZL на действительно длинном пути (21500 км) через 30-45 минут после восхода солнца. Несколько ZL, работающих на этом длинном пути, должны пробиваться через стену Английских станций, которые в этот момент наслаждаются восходом солнца.

Иногда, когда условия действительно хорошие и нет атмосферных помех, сигналы можно услышать еще долгое время после восхода в восточной части пути.

GW3YDX и KL7 сообщили о том, что слышат много станций W6/7 на 160 метрах более чем через час после местного восхода солнца. Исключительным был случай, когда он услышал K6SE на 11:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ через три часа после восхода солнца! В тот же самый день GM3POI сообщил о том, что слышал KL7RA на 12:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ также в верхней части диапазона (в середине зимы!). Конечно, мы должны соблюдать осторожность и не экстраполировать эти наблюдения на всю Европу – станции, которые сообщили об этих необычных условиях, расположены на границе Европы, практически у задней двери Северной Америки и довольно далеко на Север (52˚ - 53˚ N).

Мне совершенно очевиден тот факт, что эти исключительные QSO возникают на наклонном пути (см. Раздел 3.3.). Сигнал, скорее всего, проходит недалеко от Северного полюса, оставаясь в темноте как можно дольше. W8LT сообщил о таком же явлении на 80 метрах, которое он заметил, работая на EI и G станциях между 10:00 и 11:00 СРЕДНЕЕ ВРЕМЯ ПО ГРИНВИЧУ. Он подтвердил, что лучшей антенной для этого распространения является полу квадратная антенна, поперечная к N/S. Для него это означало, что путь был изогнутым. Я уверен в том, что такой вид распространения может произойти при исключительно тихих магнитных условиях.

Похожие условия довольно распространены на 40 метрах во время Европейской зимы. С хорошей антенной Яги я могу работать с Северной Америкой 24 часа в сутки на 40 метрах, когда нет магнитных помех. В местный полдень, когда солнце находится максимально высоко, я слышу станции W8 и W7/VE7, которые находятся на прямых полярных путях. С западного побережья будут проникать лучи из 350˚ до тех пор, пока при 14:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ на диапазоне откроется длинный путь. Через короткое время наклонный короткий путь закроется.

Эти специфические пути распространения и время их открытия применимы только для дальней связи на не очень большие расстояния, когда дело касается 160 метров. Действительно длинные каналы распространения на 160 метрах, скорее всего, подчиняются правилу улучшения условий распространения в периоды сумерек. Во время длинных периодов испытаний (в ноябре и декабре) на 160 метрах между Новой Каледонией (FK8CP) и Европой я обнаружил, что сигналы всегда достигали своего максимума по время восхода солнца в моем месте расположения (от 3 минут до восхода до 3 минут после). Этот «короткий пик» можно использовать только для связи на очень длинном пути в Западную Европу. FK8CP сообщает о прохождениях на дальние расстояния в Азию (UA9, UA0) в период, который начинается задолго до восхода и заканчивается через длительное время после восхода в его месте расположения.

Дальняя связь на небольшие расстояния (2000 км или 1500 миль) может осуществляться до 45 минут после восхода солнца на 160 метрах в зависимости от широты расположения того, кто осуществляет эту связь. FK8CP сообщает о связи с районом Тихого океана через 50 минут после восхода солнца в середине лета (что довольно поздно, учитывая широту на которой находится Новая Каледония).

На 40 метрах серая линия конечно шире, чем на 80 метрах (вспомните, что серая линия – зона, ширина которой колеблется. Не путайте ее с терминатором, который однозначно определяется положением земля-солнце). Зимой дальняя связь может осуществляться в течение многих часов после восхода (или до заката) снова в зависимости от широты, на которой находится станция. Например, для станций, находящихся на широте 55˚ или больше, 40 метров будут открыты весь день зимой. Даже из моего места расположения (51˚ северной широты) можно было работать со станциями W6 днем в течение примерно трех часов. В то же время диапазон иногда открывается на восток так что мы можем сказать, что даже для моей «скромной» северной широты 51˚ 40 метров открыты для дальней связи круглые сутки в хорошие дни.

1.4.4.3. Ионосферное волноводное распространение и распространение скачками по хорде.

Многоскачковое распространение с промежуточным отражением от земли долгое время оставалось традиционным объяснением распространения радио волн посредством рефракции в ионосфере.

В последние 20 лет было проделано много научной работы, которая дала нам возможность точно рассчитать потери, которые происходят из-за поглощения в ионосфере (потери отклонения и неотклонения), затухание в свободном пространстве (связанное с длиной пути) и потери при отражении от земли (или воды). Теория распространения с промежуточным отражением от земли удовлетворительно объясняет контакты на средних и коротких расстояниях.

Некоторые специалисты, тем не менее, скептически относятся к тому, что одни и те же теории могут адекватно объяснить высокий уровень сигналов, часто распространяющихся на очень большие расстояния. Это действительно так, когда дело касается распространения в серой линии и длинных расстояний, тогда как старая теория подразумевает множество промежуточных отражений от земли, которые обязательно влекут за собой очень большие потери.

Я придерживаюсь той идеи, когда очень длинный путь полностью доступен в темноте на 160 и 80 метрах, благодаря, в основном, многоскачковому распространению при малом или полном отсутствии поглощения в D-слое. Это значит, что произойдет всего несколько промежуточных отражений от земли. Такая модель соответствует наблюдениям, когда ни один конец пути не находится в зоне сумерек.

Даже эта модель, тем не менее, не дает четких объяснений тому, почему происходит значительное улучшение сигнала, когда оба конца пути находятся в зоне сумерек. В этой зоне поглощение в D-слое должно значительно усиливаться по сравнению с полной темнотой. Таким образом, должен существовать другой механизм, компенсирующий эти дополнительные потери в D-слое сумеречной зоны и снижающий потери до уровня, который ниже, чем в многоскачковой моделе в темноте с ее низким уровнем поглощения в D-слое.

Волноводное распространение может стать ответом на этот вопрос. Недавно было создано программное обеспечение [153], которое включает в себя трехмерные модели построения хода лучей, учитывающих геомагнитные эффекты. Prolab Pro – одна из таких программ для создания прогнозов распространения на 80 и 160 метрах, в которой тщательно рассчитываются модели волноводного распространения для длинных путей. Результаты, полученные в этой программе, в большей степени соответствуют тому, что мы, радиолюбители, наблюдаем в течение многих лет (см. Раздел 2.2.7.2.).

Я впервые столкнулся с описанием ионосферного волновода в 1980г, изучив статью Y. Blanarovich [110]. Практически 20 лет спустя появились несколько школ, поддерживающих идею и механизм существования ионосферных волноводов.

Аргументы в пользу многоскачковой модели ионосфера/земля.

Некоторые радиолюбители уверены в том, что ионосферные волноводы не существуют, а распространение на дальние расстояния происходит благодаря многоскачковой модели. В защиту этой модели они приводят тот факт, что она помогает объяснить, почему сигналы, проходящие по пути через соленую воду, намного сильнее, очевидно, благодаря минимальным потерям при отражении от соленой воды. Теория волноводов не может адекватно объяснить это явление. Robbins, KL7Y, работавший в области ВЧ радиолокаторов, категорически утверждает, что радиосигналы действительно отскакивают от земли и что потери при отражении от земли (а в особенности от соленой воды) наиболее значительны – обычно намного меньше, чем потери при отражении от ионосферы, по крайней мере для частот, меньше МПЧ.

В учебниках, включающих в себя ионосферную сязь Davies, приведены графики, на которых показано, что потери отражения от морской воды составляют малую часть dB на 160 метрах для всех небольших углов (3° и менее). Отражение от земли может составить в среднем несколько dB, так что легко видно как длинные пути над соленой водой могут производить сильные сигналы в длинноволновых диапазонах по сравнению с путями, на которых требуется множество промежуточных отражений от бедной земли. Я уверен в том, что эта область – одна из тех, где не работают многие программы распространения. Так как многие программы не учитывают географическое положение точек отражения, они берут среднее значение – около 2-3 dB. Над путем, полностью проходящим над водой, с множеством отражений от земли, программа останавливается на значении 10-20 dB. Одним из исключений является Prolab Pro, в которую включена база, содержащая географические данные по земле, воде, льду, позволяющая сделать расчет потерь отражения в реальных условиях.

Robbins, K7LY, говорит, что в действительности вы сами можете услышать скачки вашего сигнала:

> *«Если у Вас тихое QTH, попробуйте быстрый QSK на полной мощности на 160 метрах. Я обычно могу услышать свой обратно отраженный сигнал довольно отчетливо, когда полоса частот открыта. Иногда эхо представлено очень быстрой последовательностью эхо, каждое из которых представляет собой одно из отражений от земли. Явление, скорее всего, будет работать гораздо лучше при горизонтальном излучателе, хотя его можно иногда услышать и с вертикальной антенной. Обратное рассеяние иногда удивительно сильно – S9 или даже сильнее. Иногда его можно сделать более заметным с помощью небольшой расстройки радиоприемника, чтобы тон возвращающегося эхо был другим по сравнению с вашей слышимостью».*

Тем не менее, другие радиолюбители, основываясь на результатах экспериментов и теории [100, 131, 151], пришли к заключению, что особые способы распространения приводят к исключительно сильным сигналам, слышимым на очень длинных путях. Волноводное распространение и распространение скачком по хорде – это формы ионосферного распространения без промежуточных отражений от земли, которые дают приемлемое объяснение для распространения на большие расстояния.

Сигнал волноводного распространения.

Благодаря круглой форме земного шара и послойной структуре ионосферы могут возникать волноводные каналы, в которых радиоволны могут распространяться на дальние расстояния. На **рис.1.10** показано распределение электронов в ночное время над Североатлантическим океаном недалеко от Исландии, наиболее вероятная точка отражения для пути распространения из Северной Америки в Европу. Данные приведены для 00:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ 1 Января для количества пятен на солнце 20 и индекса А, равного 5. Наблюдается снижение плотности недалеко от максимума Е-слоя. При соответствующих условиях это снижение может повлечь образование волновода для 160 метров между слоями Е и F (верхняя граница – F-слой, нижняя – Е-слой). [151] Проблема заключается в том, чтобы направить сигнал в этот волноводный канал.

Cary Oler и Ted Cohen [142] отмечают, что такой вид волновода наиболее распространен для 160 метров, потому что сигналы в верхней части диапазона могут преломляться более эффективно при больших волновых углах, чем сигналы на более высоких частотах.

С самого начала этого волноводного пути при прохождении сигнала через Е-слой возникает преломление волн под меньшим углом (другими словами, полного отражения не происходит). Волна распространяется дальше под требуемым углом для того, чтобы начать прохождение по волноводу. Требуется относительно большой первоначальный угол для того, чтобы пробиться через D и Е слои, чтобы волна могла попасть в область между слоями Е и F. Это может быть другим объяснением того, почему антенны с большим волновым углом часто превосходят антенны с малым углом, особенно на 160 метрах.

В дополнение, для работы с волноводом часто требуется ионосферный наклон в горизонтальной плоскости. Это условие обычно присутствует на терминаторе, если угол между путем распространения и терминатором близок к 90° [151].

На принимающем конце волновода любые помехи, например, горизонтальный наклон, приводят к выходу сигнала из волновода и преломлению его по направлению к земле. Выход сигнала из волновода часто сопровождается освещением небольших участков земли, которое делает сигналы очень сильными в конкретных местах расположения, в то время, как их практически не слышно всего на расстоянии нескольких сотен миль.

Этот вид распространения типичен для 160 метров. Необычно сильные сигналы можно объяснить тем фактом, что сигнал проходит через D-слой, в котором происходят потери всего два раза: один раз при выходе из места передачи, второй раз – в конце волновода. Мы знаем, что поглощение происходит именно в D-слое, даже ночью, когда D-слой «тонкий» и лишь незначительно ионизирован. В этом сценарии мы не учитываем другие источники поглощения, например, рассвет.

Ионосферный волновод можно скомбинировать с многоскачковым распространением, как на одном конце пути, так и на обоих. Программа Prolab Pro часто требует совмещения этих механизмов и показывает графически иногда значительное отклонение горизонтального пути от направления большого круга.

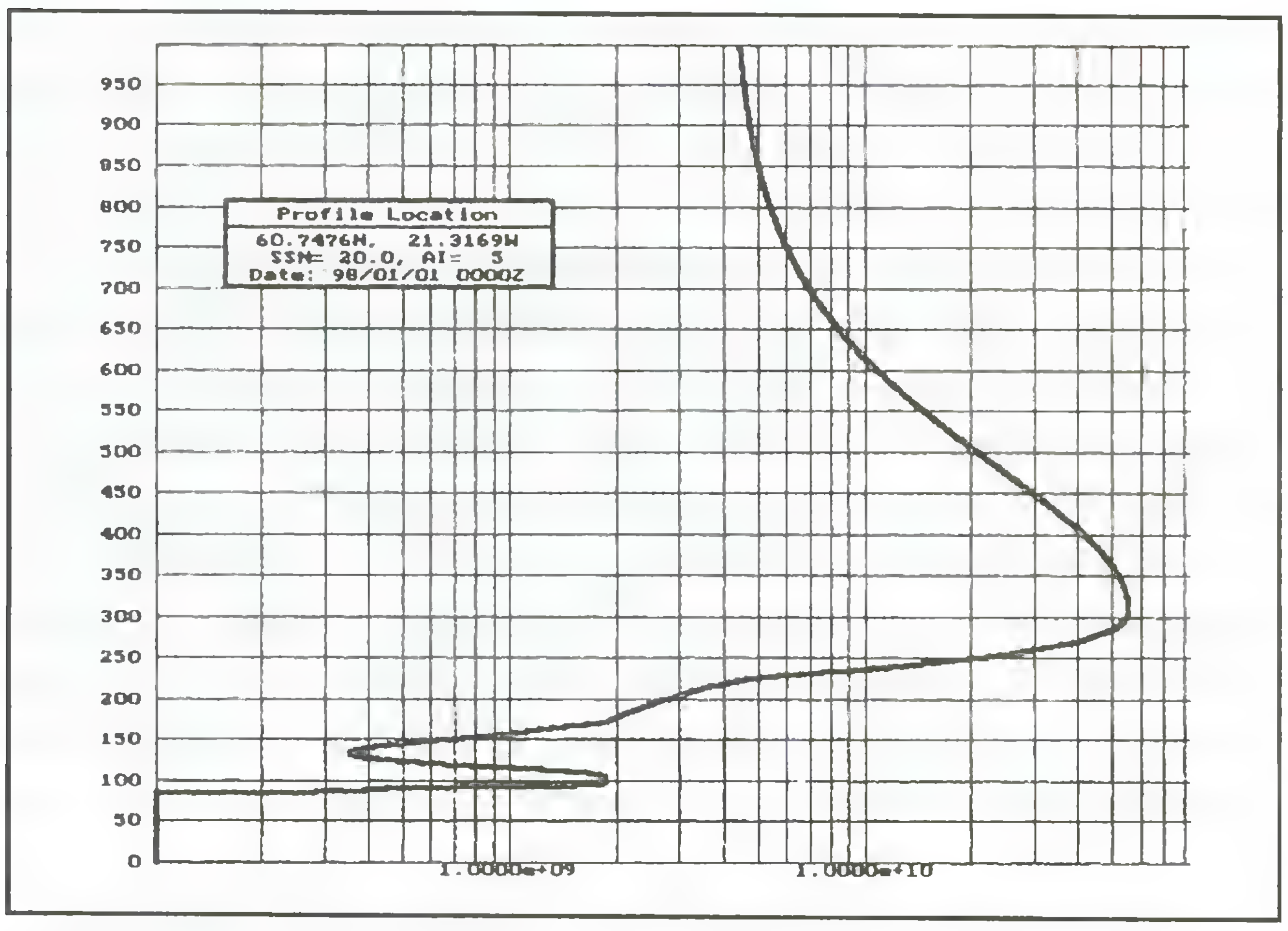


Рис.1.10. График плотности электронов для точки, находящейся недалеко от Исландии, строго на середине Североатлантического пути между Европой и Северной Америкой. Отметьте уменьшение плотности электронов между слоями E и F. Это уменьшение отвечает за распространение по волноводу, нижней границей которого является F-слой, а верхней – E-слой.

В случае с реальной двухсторонней серой линией, в обоих концах пути наблюдается улучшение сигнала, вызванное особыми условиями выхода сигнала в областях утренних и вечерних сумерек. Это также может произойти, когда только один конец пути находится в сумеречной зоне. Для 160 метров это улучшение очень типично на пути из Европы в Западную часть США. В том случае, если геомагнитная ситуация спокойная, мы, находясь в Западной Европе, можем работать с западным побережьем США, во время заката и там, и там, и во время восхода в Европе. В промежутке мы не сможем услышать запад. Пути закрываются, так как мы не получаем выгоды от преломления под менее эффективными углами выхода при проникновении в E-слой и/или от потерь при удовлетворительной ионизации E-слоя, которые позволяют сигналу отскочить от верхней границы волновода, которую представляет собой E-слой.

Вышеупомянутое наблюдение в поддержку существования волноводов говорит о том, что они часто чувствительны к местоположению на обоих концах волновода. не только на собственном опыте испытал этот вид распространения на 160 метрах, привлекающий всеобщее внимание, но и неоднократно применял его и на 80 метрах. Си налы на длинном пути между Западным побережьем СШ и Европой часто сильные, но это происходит на небольши территориях. Я вспоминаю несколько случаев, когда N7U был S9+ на моем QTH (приблизительно за 20 минут до ег заката), тогда как в 200 км к востоку от меня он был на 4- S-единиц слабее (в направлении прихода сигнала от него Одним из объяснений этого явления является особенно условие выхода из волновода, существовавшего в то время, создающее ситуацию подсветки, освещающей особу географическую область. Это также может служить объяснением тому, почему в экспедициях удается без труд продублировать вызовы из той неуправляемой массы, которую мы слышим.

Замечательным примером такого распространени недавно стала экспедиция ZL7DK. В конце февраля и начале марта 1998г. закат солнца в моем QTH и на Chatham Island наступал через несколько минут после восхода. Эт значит, что в нашем распоряжении была настоящая двухсторонняя серая линия, но в очень небольшой промежуток времени. ZL7DK делал QSO с Европой на 160 метрах большинство дней, на закате и восходе солнца. Я слуша каждый день во время обоих промежутков и мог слышат G, DL, и т.д., работающих с ним без малейшего признака сигнала у меня. Затем, однажды я услышал ZL7DK, который выделился из шума точно на восходе солнца у меня и оставался доступным в течение 10 минут. В этот промежуток времени только я работал с ним, никто даже не пытался выйти с ним на связь. Очевидно, что в тот день конфигурация выхода из волновода была такой, что в подсветку попала только Бельгия.

Другим наблюдением в поддержку существования таких ионосферных каналов является то, что на таких путях распространение обычно происходит только на двух концах пути. За исключением станций, которые находятся нескольких тысячах километров (что в действительности не является большим расстоянием по сравнению с общей длиной пути), ни одна станция между ними не может дублировать сигнал. Это подтверждает случай со станцией на Chatham Island. В то время как наклон большого круга составляет 5° (Северо-Запад) от Бельгии, я лучше всего принимал ZL7DK на антенну Бевериджа, направленную на 310° прямо через США. Хотя в то время не было ни одной станции в США, вызывающей ZL7DK. В течение тех 10 минут, которые длился QTH между мной и ZL7DK, я стал свидетелем явления, которое можно назвать «галактическим» шумом на полосе частот. Я упомянул это явление в разговоре Cary Oler, и он привел следующее объяснение:

> *«Волновод также может служить объяснением шума, который вы слышали. До тех пор, пока грозы производят атмосферные помехи на частоте верхней части диапазона, и пока эти помехи могут передаваться практически любом направлении относительно грозы, эти помехи могут проникнуть в тот же волновод под видом сигналов передающего устройства. Это будет активно способствовать передаче атмосферного шума из Северной Америки ваше местоположение.*

Это может стать проблемой мирового масштаба. То есть, шум, который вы можете слышать во время таких периодов, может происходить из весьма отдаленных источников. Я надеюсь, что это поможет дать объяснение тому, что вы услышали. Я, конечно, не могу сказать с уверенностью, но, скорее всего, именно это и происходит с вами. Это же объяснение можно применить и к отдельным случаям, когда одну станцию беспокоят помехи, а другая, находящаяся неподалеку, работает совсем без помех. Так как шумы также являются сигналом верхней части диапазона, который попадает в волновод, многие могут подумать, что они слышат местные шумы, в то время как в действительности, они принимают отдаленные атмосферные радио помехи».

Часто кажется, что сигналы ионосферных волноводов идут рука об руку с искривлением пути сигнала. Cary Oler и Ted Kohen, N4XX, упоминают тот факт, что сигналы не всегда четко следуют по пути большого круга, а отклоняются в разных направлениях в соответствии с изменениями формы слоев ионосферы и ориентации сигнала по отношению к магнитному полю Земли [142]. Тем не менее, соответствие этих моделей градусу отклонения пути (обычно 45°), которое возникает не редко, особенно на 160 метрах, для меня не является очевидным.

Скачки по хорде.

Другие авторы описали особенный способ прохождения сигнала по волноводу, называемый распространение скачками по хорде. В этой системе волны проходят по изогнутой нижней части слоя ионосферы, выступающего в роли волновода с одной стенкой.

Развернутые углы наклона, необходимые для распространения скачками по хорде, возможны благодаря рефракции в E слое и наклонному положению в E слое в обоих концах пути. Кто-то рассчитал способы распространения скачками по хорде на большие расстояния и получил около 12 dB усиления благодаря тому, что потери из-за отражения от земли не были приняты во внимание. Y. Blanarovich, VE3BMV, описал очень похожую теорию [110]. Эхо с большим интервалом или эхо «вокруг света» замеченное несколькими любителями на частотах, близких к 80 метрам, может объясняться механизмами распространения, исключающими промежуточные отражения от земли.

Мне кажется, что на сегодняшний день механизмы распространения без промежуточного отражения от земли, описанные многими авторами, слегка умозрительны, так как их нельзя измерить. То, что этот механизм действует для модели, не означает, что он будет также работать в реальном мире! Причина, конечно, кроется в том, что эти механизмы широко принимались, так как они лучше соответствуют результатам наблюдений, чем другие теории или объяснения.

1.4.4.4. Большие волновые углы на восходе/закате солнца.

В течение многих лет многие обнаруживали, что улучшение условий распространения в серой линии неразрывно связано с излучением под большим углом.

Любители часто придерживаются той точки зрения, что малые углы излучения необходимы для дальней связи в длинноволновом диапазоне. Те, у кого есть выбор между антеннами с малым углом и антеннами с большим углом излучения (очень низкий диполь) подтверждают, что в 95-99% случаев антенна с малым углом работает лучше, но встречаются ситуации, когда на первый план выходит низкий диполь. Хотя, это чаще всего происходит в периоды сумерек (вечерних и утренних).

В 60-е, Stew Perry, W1BB, допустил возможность того, что на закате и восходе солнца ионосфера работает, как большая стена между местом приема и местом передачи волн и фокусирует слабые 160-метровые сигналы как гигантская слабоотражающая тарелка на одном участке прямо перед сильно ионизированной областью солнечного света. Это похоже на приемлемое объяснение при том условии, что потери при небольшом (скользящем) угле падения очень велики при частоте, близкой к МПЧ (Минимально применимой частоте) пути. Это также может служить объяснением тому, каким образом очень часто на восходе и закате солнца антенны с большим углом излучения работают лучше антенн с малым углом.

Другим возможным способом объяснения преимущества антенн с большим углом излучения на закате/восходе солнца является то, что под большим углом сигнал на пути к F слою может пробить E слой. Сигнал под малым углом затрачивает слишком много времени на прохождение через слои D и E и поглощается сильнее. Другими словами, на одном и том же расстоянии двухскачковый сигнал под большим углом может быть значительно сильнее односкачкового сигнала под малым углом благодаря влиянию D и E слоев.

G3PQA отметил, что его диполь (антенна с большим углом излучения) всегда превосходит его низкую антенну Бевериджа (которая имеет очень небольшое заднее излучение под большим углом) при работе с ZL на 80 метрах на длинном пути во время равноденствия, когда время дневного света продолжительно и условия максимально благоприятны после восхода солнца. Это также должно служить подтверждением тому, что большой угол излучения необходим для прохождения через D и E слои для попадания в зону действия механизма волновода.

Y. Blanarovich, K3BU, говорит о том, что во время одной из последних операций в верхней части диапазона из QTH VE1ZZ: «У меня была инвертированная V антенна на 70 футах и четырехсторонняя вертикальная L-решетка и я был готов бросить вызов Европейцам с помощью инвертированной V практически за два часа до того, как стало слышно четырехстороннюю решетку. Под этими вертикальными антеннами и на берегу океана на небольшом холме огромное количество противовесов.» Это значит, что угол их излучения очень мал, что совсем не то, что нужно при данных обстоятельствах.

1.4.4.5. Фокусирование на противоположной стороне земли.

Большинство DX-еров, работающих в длинноволновом диапазоне, знают, что относительно просто работать с QTH, диаметрально противоположным своему.

И это несмотря на то, что такое расстояние максимальное из возможных и, как результат, приводит к слабому сигналу. Явление фокусирования лучей в районах, диаметрально противоположных друг другу, должно быть использовано в качестве объяснения высокой напряженности поля, возникающей на таких больших расстояниях. Плюс эффект серой линии.

Такое фокусирование основывается на том, что все круги большого радиуса из заданного QTH пересекаются в месте, диаметрально ему противоположном. Таким образом, радиоволны, излучаемые антенной в нескольких азимутальных направлениях и распространяющиеся вокруг земного шара вдоль пути большого круга, фокусируются в диаметрально противоположной точке. Фокусирование в идеально противоположной точке может произойти при идеальных условиях. То есть, это произойдет в том случае, если преломляющие свойства ионосферы идеальны и одинаковы на всем земном шаре.

Все эти условия не существуют в действительности (кучевые облака, колебания МПЧ и т.д.), противоположное фокусирование будет существовать только для ограниченного количества путей распространения (в направлениях большого круга) в определенное время.

Чем меньше азимутальная секция, вовлеченная в фокусирование (чем меньше ширина луча по азимуту), тем лучше реальные условия будут соответствовать идеальным. Это значит, что для того, чтобы получить максимальную выгоду от противоположного фокусирования необходимо знать оптимальный азимут (достижение минимальных потерь и минимального уровня шума).

Фиксированные антенны с высокой направленностью (в направлении большого круга), тем не менее, могут быть не идеальны, так как оптимальный азимут постоянно меняется (зима по сравнению с равноденствием и летом). Вращаемые или переключаемые решетки – идеальное решение, но ненаправленные антенны очень хорошо работают на путях около противоположных точек (суммированием всех путей). Усиление при фокусировании может достигать 30 dB в противоположных точках и снизится приблизительно до 15 dB в точках, находящихся на расстоянии в несколько тысяч километров от противоположного места.

В то время, как для 80 метров фокусирование происходит на довольно значительных расстояниях от точки, теоретически антипода, для 160 метров фокусирование более локализовано. На 160 метрах G могут получить преимущество от этого влияния при работе с ZL, в то время как на европейском континенте эффект кажется должен быть полным, но он не существует.

Для 80 метров все абсолютно по-другому. Если пример противоположного фокусирования, приведенный выше, явно пересекается с распространением в условиях серой линии, и если период серой линии значительно ограничен во времени для 160 метров по сравнению с 80 метрами, то становится очевидным тот факт, что явление фокусирования относится к намного более узкой области в верхней части диапазона.

2. РАСПРОСТРАНЕНИЕ И МЕСТОРАСПОЛОЖЕНИЯ.

Работа в длинноволновом диапазоне значительно варьируется в зависимости от того, живете ли вы в полярных районах, в средних широтах или возле экватора. Давайте проанализируем причины возникновения этих отличий.

До настоящего времени я обращал внимание на географическое расположение станции. Существует тесная взаимосвязь между временем и расположением, учитывая влияние солнечной активности. Расположение является определяющим фактором для пяти разных аспектов распространения в длинноволновом диапазоне:

1. Широта, на которой расположена ваша станция в сравнении с моментом восхода/заката солнца.
2. Магнитные помехи.
3. Местные атмосферные помехи.
4. Влияние гирочастоты электрона.
5. Поляризация и мощность связи.

2.1. Широта вашего места расположения в сравнении с солнечной активностью.

Этот аспект детально рассматривался выше. Широта QTH влияет на МПЧ, на то, какой сезон будет наиболее подходящим для каждого из путей, на ширину серой линии.

2.2. Магнитные помехи (полярное сияние).

F.R. Bond в своей книге Aurora Australis написал следующее: «Полярное сияние (северное и южное) является единственным видимым свидетельством взаимодействий, происходящих в обширной и сложной области магнитосферы земли». Brown, NM7M, недавно добавил:

> *«...а распространение в верхней части диапазона является другим аспектом этих взаимодействий». [140].*

Поглощение в полярных сияниях, чаще всего подтверждающееся сиянием в высоких широтах, является очень важным фактором, определяющим механизмы распространения на больших расстояниях в длинноволновом диапазоне. Этот фактор наиболее важен для тех, кто живет на геомагнитной широте 60° или более, а также для всех нас, живущих южнее, в тот момент, когда мы пытаемся работать со станциями на путях, которые пересекают области полярного сияния. Нам интересно влияние этого явления (которое мы, радиолюбители, просто называем авророй) на радио распространение, в особенности в длинноволновом диапазоне.

2.2.1. Поглощение в полярных сияниях.

Поглощение в полярных сияниях (AA) – явление очень частое. Оно возникает благодаря наплыву электронов. Плотность ионизации задействованных областей ионосферы очень велика, и поглощение сигнала на частоте 1.8 МГц может достигать 35dB.

Период поглощения в полярных сияниях длится сравнительно недолго, возникая во время полярного сияния.

Области поглощения стремятся к своему удлинению и сужению, также как и область полярного сияния.

Поглощение в полярных сияниях всегда сопровождается геомагнитной активностью благодаря токам в ионосфере. Таким образом, всегда интересно наблюдать за результатами измерений магнитометром в области полярного сияния с целью прогнозирования времени наступления низкой магнитной активности (или наоборот, периодов сильного поглощения в полярных сияниях).

2.2.2. Выбросы корональных масс (CMEs).

Случайные выбросы плазмы, называемые выбросами корональных масс (CMEs), представляют собой высвобождение значительной части вещества солнечной короны. Они являются источниками возникновения сильных порывов солнечного ветра, которые могут разрушать геомагнитное поле, способствуя увеличению уровня ионизации в полярном сиянии, что приводит к прекращению распространения в длинноволновом диапазоне.

Только плазма из CME, движущаяся в направлении земли может нарушить геомагнитное поле, вызвав магнитные помехи. CME с обратной стороны солнца нас не беспокоят, так как они направлены в космос и никогда не пересекаются с землей.

2.2.3. Аврора.

Плазма, исходящая из солнечной короны во время CME, называется межпланетной плазмой. Магнитосферная плазма представляет собой плазму, которая попала в магнитное поле земли. Солнечный ветер состоит в основном из протонов и электронов, плазмы, порожденной во время CME. Магнитная активность на Земле зависит от влияния солнечного ветра на магнитосферу Земли.

Солнечный ветер, движимый магнитным полем Земли, напоминает огромную динамо-машину, которая производит электрические токи огромной мощности. Эта энергия часто сдерживается магнитосферой Земли. Временами энергия начинает интенсивно высвобождаться, выбрасывая электроны в области больших отклонений магнитосферы Земли. Эти электроны, являясь заряженными частицами, вынуждены следовать линиям магнитного поля Земли. Так как многие линии магнитного поля уходят в землю в области высоких широт, траектория электронов приводит их в ионосферу на высокой широте, где они сталкиваются с составляющими частицами и ионизируют нижние слои ионосферы. Этот процесс также высвобождает фотоны света, которые мы видим во время полярного сияния. Увеличившаяся плотность электронов и вмешательство в нормальный процесс ионизации способствуют увеличению поглощения в полярных сияниях и приводит к рассеиванию и угасанию сигнала.

Так как разговор идет о распространении в длинноволновом диапазоне, пояс полярного сияния, находящийся на высоте приблизительно 65 миль (100 км), выступает в качестве дневного D-слоя – он поглощает все сигналы длинноволнового диапазона, пытающиеся пробиться через пояс. Продолжительные периоды низкой активности полярного сияния возникают в фазе увеличения солнечного цикла. На **рис.1.11** показаны взаимоотношения между увеличением солнечной активности и А индексом во время обычного солнечного цикла.

Основная часть пояса полярного сияния находится вокруг магнитных полюсов. Магнитный Северный полюс находится на 11° южнее географического Северного полюса и на 71° западнее Гринвича. Магнитный Южный полюс расположен на 12° севернее географического и на 111° западнее Гринвича. Интенсивность полярного сияния определяет диаметр, ширину и уровень ионизации пояса полярного сияния. При очень низкой активности длина большой оси овала равна приблизительно 3500км. Ширина пояса при этом составляет всего несколько сотен километров. Во время высокой активности размеры большой оси могут вырасти до 8000 км, ширина пояса при этом будет составлять более 3000 км. Ионизация овала полярного сияния обычно не постоянна на всей площади. Как правило, ионизация минимальна на меридиане местного полудня и максимальна на меридиане местной полуночи. Конечно, полдень не представляет практически никакого интереса для любителей длинноволнового диапазона, так как их сигналы обычно распространяются только в темноте.

Земля вращается вокруг своей оси, проходя географические полюса, а овал полярного сияния находится над магнитными полюсами. Это значит, что положение овала, часто меняющего свою форму, постоянно изменяется относительно Земли внизу.

2.2.4. Влияние овала полярного сияния на распространение в длинноволновом диапазоне.

Пояса полярного сияния (также называемые овалами полярного сияния или даже авролыной баранкой) оказывают значительное влияние на распространение. Если путь распространения в длинноволновом диапазоне проходит через или вдоль овала полярного сияния, результатом будет ухудшение распространения, вызванное сильным поглощением сигнала. На более коротких волнах (20 м и меньше) быстрое выборочное угасание (многолучевость) является обычным признаком вмешательства полярного сияния. Я очень редко слышал об этом явлении относительно верхней части диапазона. Правда, для 80 метров такие эпизоды – не редкость, но они длятся очень непродолжительное время.

Во время исключительно спокойных геомагнитных условий (К – индекс равен 0 в течение как минимум 8 часов) зона полярного сияния может сократиться до размеров, когда длина большой оси соответствует 40% ее размеров во время неблагоприятных геомагнитных условий, а ширина пояса сократится до нескольких сотен километров. Уровни ионизации уменьшившегося овала могут быть очень низкими во время продолжительно спокойных условий. При таких обстоятельствах качество распространение на большинстве полярных путей вряд ли пострадает.

Тем не менее, во время неблагоприятных условий, овал полярного сияния может очень быстро вырасти до размеров большой оси, равных 8000 км.

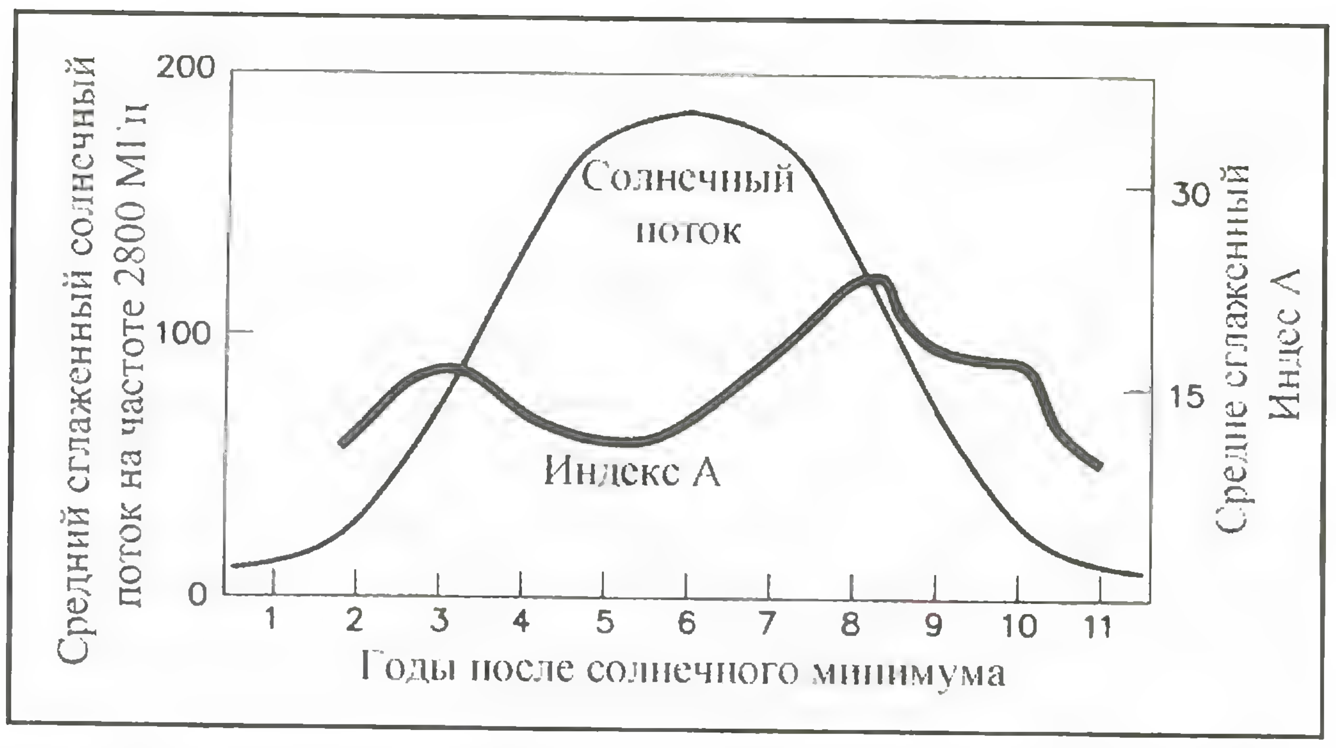


Рис.1.11. На этом графике показана зависимость геомагнитной активности (измеренного А-индекса) от солнечного цикла. Геомагнитная активность минимальна на участке возрастания графика солнечного цикла.

При таких условиях все пути, пересекающие или затрагивающие этот увеличенный овал, будут подвергаться влиянию сильного поглощения в слоях D и E, также нестабильных условий ионосферы полярного сияния.

Cary Oler и Ted Cohen [142] утверждают, что когда зона полярного сияния уменьшается, сигналы длинноволнового диапазона получают возможность миновать ее, не пострадав от поглощения, пройдя под овалом полярного сияния. Во время периодов спокойной геомагнитной активности ширина (не диаметр) пояса полярного сияния составляет приблизительно 500 км. С другой стороны, радиосигналы, отраженные от E-слоя, могут проходить расстояния от 500 до 2000 км через стратосферу и атмосферу к земле или от земли для совершения скачка. Это значит, что при правильных расчетах сигналы длинноволнового диапазона могут проскочить под зоной полярного сияния и через нее в ионосферу полюса внутри пояса полярного сияния, где она более стабильна. Дальше сигнал распространится из ионосферы полюса обратно в ионосферу на широте ниже пояса северного сияния, даже не вступая в контакт с областью пояса, в которой происходят потери.

Я часто обнаруживал, что антенны с малым углом излучения гораздо больше подходят для распространения в полярных районах или через них, чем для экваториальных зон. Я предполагаю, что так происходит потому, что скачки под малым углом имеют больше шансов проскользнуть под овалом полярного сияния, меньше пострадав от поглощения, чем, если бы скачки происходили под большим углом.

Кроме «недопрыгивания» до «баранки» северного сияния для станций, находящихся вне зоны овала, есть простой способ, позволяющий справиться с полярным сиянием. Он заключается в том, чтобы направлять сигнал не по маршруту большого круга, а по пути «изогнутому» или «отклоненному» от овала полярного сияния. Сигнал, направленный прямо на овал полярного сияния, отклонится от него, так как усиленная ионизация в зоне полярного сияния создает градиенты горизонтальной ионизации. Эти горизонтальные градиенты преломляют сигналы в горизонтальной плоскости.

Для станций, находящихся в зоне пояса полярного сияния, распространение в направлениях, находящихся вне пояса, невозможно во время геомагнитных помех. Хотя, кто-то сообщал о том, что станции, находящиеся внутри пояса северного сияния, часто могут довольно хорошо принимать сигнал, но совсем не могут передавать. Например, VY1JA, испытал большое разочарование в ноябре 1998г. во время соревнования Sweepstakes, когда он хорошо слышал станции, которые не могли услышать его. Я предполагаю, что угол волны, необходимый для того, чтобы проскочить под овалом, был рассчитан VY1JA неверно.

Для станций, находящихся сразу за поясом полярного сияния, возле Северного полюса, единственно возможным прохождением может быть прохождение в направлении прямо на юг. Часто во время полярного сияния распространение этих станций в направлении экватора лучше, чем у станций, находящихся на 1000 или 2000 км южнее.

Как минимум 1 раз на 160 метрах я сам испытал условия распространения схожие с VHF во время высокой активности полярного сияния. Восьмого февраля 1986г. я слышал и работал с KL7 и KH6 на 80 метрах при СРЕДНЕМ ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ 16:00-18:00. В то же самое время влияние полярного сияния преобладало на VHF и 28 МГц. Из Европы, это происходило на пути, проходящем прямо через Северный полюс, и сигналы имели жужжащий призвук, характерный для отражения от пояса полярного сияния. Мне кажется, что это указывает на то, что в исключительных условиях (очень высокая активность полярного сияния) полярное сияние может благотворно повлиять на распространение в длинноволновом диапазоне. А индекс таких исключительных условий полярного сияния был равен 238. Величина K индекса находилась между 8 и 9 – это была одна из мощнейших геомагнитных бурь после 1960г. Похожая ситуация сложилась в январе 1987г., когда мы могли работать на 160 метрах со станциями KL7 в течение нескольких дней.

Will, DJ7AA, недавно сообщил о похожем случае (18 февраля, 1998г.):

> *«Около 01:30 я услышал сильный сигнал K1UO из ниоткуда, когда работал со станцией SP3. Я пошел на 1835 и один CQ принес мне большое количество сильных сигналов даже из таких мест как W5 или W0. Я поинтересовался, о чем вещал NA0Y. Я думаю, что он был самым громким из всех W0, которых я слышал у себя. Интересно то, что все сигналы слегка вибрировали, что характерно при полярном сиянии и все они проходили через мою антенну Бевериджа, направленную в Южную Америку, на 3-4 S единицы сильнее, чем на мою большую 500-метровую антенну Бевериджа в направлении 320 градусов…В 03:00 диапазон умер. Проверяя домашнюю страницу NOAA, я увидел очень большую зону полярного сияния в Северном полушарии в это время, тогда как Интернет сообщил: «Сильная буря…»*

Практически всегда существует временное улучшение условий сразу после неожиданного скачка K индекса. За исключением полярных путей низкий K индекс в большинстве случаев не способствует распространению на 160 метрах.

Улучшение условий распространения в течение короткого периода времени сразу после основного полярного сияния возникает довольно регулярно. Я был свидетелем впечатляющего примера распространения на 80 метрах в ноябре 1986г, когда всего лишь после 9 часов после главных помех N7AU передавал сигналы S9 на длинном пути более получаса прямо перед закатом солнца в Бельгии. Обычно, длинные прохождения из Бельгии в западное побережье США возможны только в промежутке между серединой декабря и серединой января, но даже тогда прохождения – очень редкое явление. Во время ноябрьского прохождения я слышал N7UA, вызывающего CQ EUROPE сигналами между S6 и S9 больше часа. Распространение было очень выборочным, так как только бельгийские станции отвечали ему! Несколькими днями ранее было слышно DJ4AX, работавшего с Западным побережьем и сделавшего 57 отчетов, в то время как станции W6/W7 было слышно неразборчиво в Бельгии, всего в 200 милях на северо-запад!

Я предполагаю, что явление ионосферного волновода ответственно за такое распространение. Это значит, что необходимо создать особые условия выхода сигнала с обеих сторон пути. Недавно возникла мысль о том, что условия выхода из волновода имеют принципиальное значение и зависят от местности, особенно для более длинных путей. Также может быть, что помехи от полярного сияния могут создавать и улучшать эти условия.

2.2.5. Индексы А и К.

Наиболее простым способом расчета уровня геомагнитной активности являются А и К индексы.

2.2.5.1. Местный К индекс.

К индекс определяет напряженность нерегулярных колебаний магнитного поля в течение 3-часового периода. Индекс рассчитывается исходя из измеренных значений на каждой из станций наблюдения. Такие станции есть по всему миру. Так как замеры магнитного поля дают разные результаты в зависимости от места расположения, результаты измерений были приведены к К индексу, значение которого свое для каждой станции наблюдения. Шкала К индекса квази-логарифмическая. Увеличение происходит по мере усиления помех. Значение К индексов колеблется от 0 до 9 (0 – мертвая тишина, 9 – очень сильные помехи). К индекс, который мы контролируем на радиостанции WWV – это индекс, полученный с помощью замеров магнитометром в Table Mountain Observatory, расположенной прямо на севере Boulder, Колорадо, поэтому он называется «Boulder К индекс». Каждые 3 часа определяются новые К индексы и обновленные данные транслируются.

2.2.5.2. Местный А индекс.

Основополагающей идеей А индекса является прогнозирование более долгосрочной картины геомагнитной активности используя показатели, приведенные к средним значениям за определенный период времени. А индекс – средняя величина индексов, измеренных за последние 24 часа.

А индекс представляет собой среднюю величину геомагнитной активности, полученную из трехчасовых измерений К индекса. Для каждого из 3-часовых К индексов преобразование в А индекс производится с помощью таблицы преобразований (см. **таблицу 1.2**). А индекс – это среднее из последних 8 а индексов.

Таблица 1.2

индекс A_p	Соответствующий K_p
0-2	0
3-5	1
6-10	2
11-20	3
21-35	4
36-61	6
62-102	6
103-166	7
167-268	8
> 269	9

А индексы всегда связаны с определенным днем. Таким образом, А индексы сами рассчитываются в течение дня. Например, Boulder А индекс (в объявлении WWV) – это 24-часовой А индекс, извлеченный из восьми 3-часовых К индексов, зафиксированных на Boulder. Первое измерение Boulder А индекса проводится при 18:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ. Это измерение сделано с использованием шести Boulder К индексов, имеющихся в наличии на данный момент (00:00-18:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ) и является наилучшим из прогнозов для оставшихся двух К индексов. При 21:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУИзмеряется следующий Boulder К индекс, а измеренный А индекс пересчитывается и, если необходимо, обновляется. При 00:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ измеряется восьмой и последний Boulder К индекс, что дает нам действительное значение Boulder А индекса. При 00:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ объявление и все последующие объявления не содержат слова «измеренный». Передается действительное значение А индекса.

Значение А и а индексов меняется от 0 до 400 и извлекается из К индексов, основанных на таблице эквивалентов (см. таблицу 1.3). И А и К индексы (для Boulder, Колорадо) объявляются WWV (на 2.5, 5, 10, 15 и 20 МГц) ежечасно на 18 минуте часа.

2.2.5.3. Термины геомагнитной активности на английском языке вместо чисел.

Для всеобщей оценки природных колебаний в геомагнитном поле используется шесть стандартных английских терминов, описывающих геомагнитную активность. Терминология основана на измеренных значениях А индекса для 24-часового периода предшествующего времени обновления данных для WWV вещания. Эти значения перечислены в **таблице 1.3**.

Таблица 1.3

Категория	Область индекса А
0-7	спокойный
8-15	неясный
16-29	активный
30-49	небольшой шторм
50-99	сильный шторм
100-400	очень сильный шторм

Таблица 1.4

Дата в июне	Индексы Fredricksburg		Индексы College		Рассчитанные планетарные индексы	
	A	K	A	K	A_p	K_p
16	8	1-2-1-2-2-3-3-1	3	1-0-0-3-0-1-1-0	5	1-1-0-2-2-2-3-1
17	6	1-2-2-1-1-2-2-2	1	0-1-1-0-0-0-1-0	5	0-2-2-1-1-2-2-2
18	3	1-1-1-1-1-1-1-1	0	0-0-0-0-0-0-0-0	4	0-1-1-1-1-2-1-2
19	11	2-2-4-2-2-2-2-3	6	1-2-3-3-2-0-0-1	10	3-2-4-3-2-2-2-2
20	6	2-1-2-2-2-2-1-2	2	0-1-2-0-2-0-0-0	5	2-1-1-1-2-2-1-2
21	2	0-0-0-0-0-1-1-2	2	0-0-0-3-0-0-0-0	3	0-0-0-1-1-2-1-1
22	15	2-4-3-3-3-3-3-2	4	1-2-3-1-1-0-1-0	9	1-3-3-2-3-2-2-2

2.2.5.4. Планетарные индексы А и К.

Географический институт в Goetteningen, Германия, обобщает геомагнитные данные 12 обсерваторий (10 в Северном полушарии, 2 в Южном) для получения планетарных значений A_pи K_p(нижний индекс р означает «планетарный»).

В **таблице 1.4** показаны примеры К, А, A_pи K_pиндексов из отчета Boulder от 24 июня 1997 года. Здесь перечислены геомагнитные данные за день из Fredricksburg, Virgrinia; College, Alaska; и измеренные планетарные значения из NOAA.

Вы увидите отличия между данными наблюдений (Fredricksburg и College) и расчетными значениями A_pи K_p индексов. Значения индексов А и К можно получить из Интернета. Номенклатура A_pи K_p индексов находится на сайте: **ftp://ftp.ngdc.noaa.gov/STP/GEOMAGNETIC_DATA/INDICES/KP_AP/** (Внимание: написание заглавных букв обязательно). Для каждого года заведен отдельный файл.

2.2.5.5. Преобразование значений К для среднего диаметра овала полярного сияния.

Для радиолюбителей важно знать размер и ширину овала полярного сияния для того, чтобы определить (по карте или на глобусе) проходит ли заданный путь через овал или задевает его. Если немного проще, то мы можем сказать, что овал представляет собой замкнутое кольцо, среднестатистическая величина радиуса которого приведена в **Таблице 1.5**.

Таблица 1.5

индекс К	Средний радиус овала, км	Средняя ширина овала, км
0	1800	500
1	2050	800
2	2300	1100
3	2550	1400
4	2800	1700
5	3050	2000
6	3300	2300
7	3550	2600
8	3800	2900
9	4050	3200

Если у вас есть только значения К индекса, то такие данные позволят вам сделать диски разного диаметра и наложить их на карту или глобус для визуализации возможных пересечений путей большого круга с овалом полярного сияния. Конечно, размеры этих овалов имеют среднестатистическое значение и не дают представления о распределении ионизации или о том, какова их энергетика. Другими словами, интенсивность полярного сияния в заданном месте не одинакова во всех точках овала и имеет разные значения в разное время суток.

2.2.6. Взгляд на полярное сияние со спутников.

Единственно надежным источником информации являются карты в реальном времени, которые сейчас можно в любой момент найти в Интернете. Они могут дать нам гораздо больше информации, чем мы имели до этого.

2.2.6.1. Спутник NOAA/POES (бывший TRIOS).

Вид южного и северного полюсов и овала полярного сияния можно найти в Интернете на сайте: **http://www.sel.noaa.gov/pmap/**. Эти данные обновляются ежечасно, во время прохождения спутника NOAA Polar-Orbiting Operational Environmental (POES). Спутник рассчитывает зону полярного сияния в данный момент. Карты постоянно обновляются и отражают наиболее современные данные. Изображения, полученные с помощью POES, создаются путем считывания датчика частиц, которые спутник делает, проходя над полярными регионами. Приборы постоянно контролируют мощность потока протонов и электронов, которые могут вызвать полярное сияние в атмосфере. Результаты считывания относятся только к той долготе, над которой проходит спутник. Они могут значительно отличаться в разных частях овала полярного сияния. Вот почему SEC должен исследовать результаты 100 других прохождений над полюсом для того, чтобы сформировать картину того, что может происходить в любой момент времени в любой части овала. Это значит, что общая картина складывается из данных, полученных во время предыдущих прохождений. Общая картина представляет собой не точные данные, полученные в реальном времени, а комбинацию таких данных и экстраполяцию, обеспечивающую наилучшее соответствие, взятую из огромной базы данных.

В **таблице 1.6** приведены результаты преобразования NOAA суммарной мощности полушария (Total Hemisphere Power) в более знакомые нам значения К.

Таблица 1.6

Мощность, гигаватты	индекс K
1-2	0
2-4	1-
4-6	1
6-10	2-
10-16	2
16-24	2+
24-39	3
39-61	3+
61-96	4
>96	5
>200	8
>500	9

На **рис.1.12** показан типичный вид на полюс, полученный с помощью POES, во время спокойных геомагнитных условий. Черной линией изображена орбита спутника, делающего замеры, а точки с каждой стороны обозначают результаты замеров, сделанных в направлении скопления черных точек. Стрелка в нижнем левом квадранте показывает меридиан полудня, когда ширина овала обычно минимальна. Заметьте, что меридиан полудня не предполагает распространения в длинноволновом диапазоне, так как распространение в полдень невозможно из-за поглощения в D-слое. На **рис.1.13** показан типичный вид на полюс, полученный с помощью POES, во время неспокойных геомагнитных условий.

2.2.6.2. Спутник POLAR.

Изображения, полученные с помощью спутника POLAR, который дает изображения овала полярного сияния, можно увидеть на сайте: **http://solar.uleth.ca/solar/www/aurora.html**. Эти изображения дадут вам картину полярного региона в максимально реальном времени, включая детали подробности изолированных регионов повышенной активности.

Эти данные могут быть особенно полезными при изучении конкретных путей распространения, так как очень часто радио сигнал способен следовать по пути, проходящему через спокойный район ионосферы полярного сияния, тогда как другие, ненамного отличающиеся пути могут пройти через авроральную суббурю.

Спутник POLAR обеспечивает нас данными в тот момент, когда он находится в положении, приемлемом для съемок. Он имеет удлиненную орбиту, а это значит, что иногда он так близко подходит к земле, что сенсоры способны заснять лишь небольшие области. Я думаю, что именно поэтому иногда не получается ни одного снимка. На упомянутой Веб-странице обычно представлены три типа снимков:

Снимок в видимом свете.

На **рис.1.14** представлены снимки Земли в видимом свете, на которых изображен овал полярного сияния.

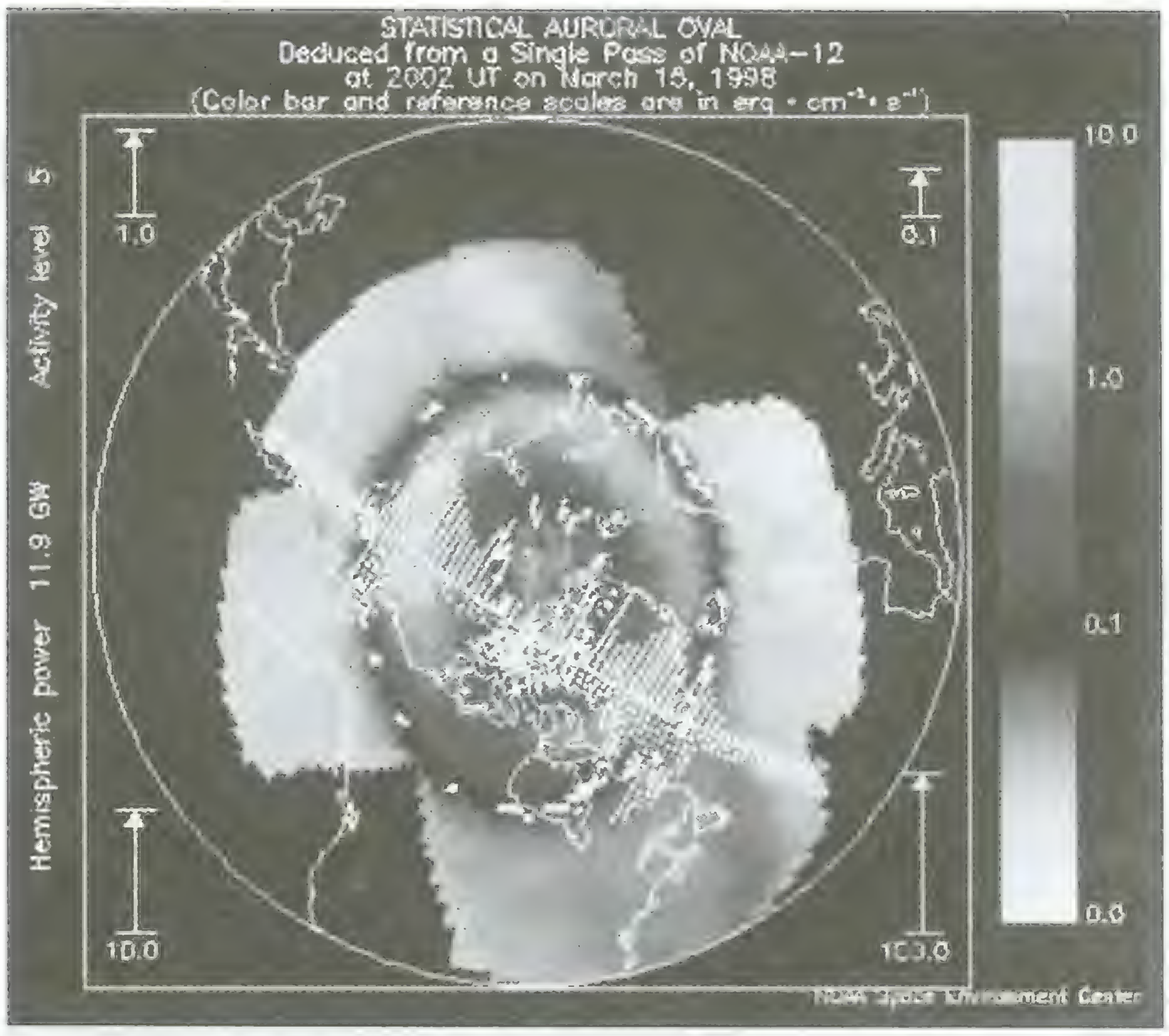

STATISTICAL AURORAL OVAL
Deduced from a Single Pass of NOAA-12
at 2002 UT on March 15, 1998
(Color bar and reference scales are in erg • cm⁻² • s⁻¹)
Activity level 5
Hemispheric power 11.9 GW
1.0
0.1
10.0
100.0
10.0
1.0
0.1
0.0
NOAA Space Environment Center

Рис.1.12. Вид на Северный полюс, полученный с помощью спутника POES, во время относительно спокойных магнитных условий. (К = 2). Внутри яркой, слегка затененной зоны полярного кольца, находятся темные зоны – зоны повышенной ионизации. Более темные зоны снаружи кольца показывают более низкие уровни. Белой линией изображена орбита спутника, делающего замеры, а точки с каждой стороны представляют собой измерения, сделанные в направлении скоплений черных точек. ***(Источник: страница NOAA в Интернет)***

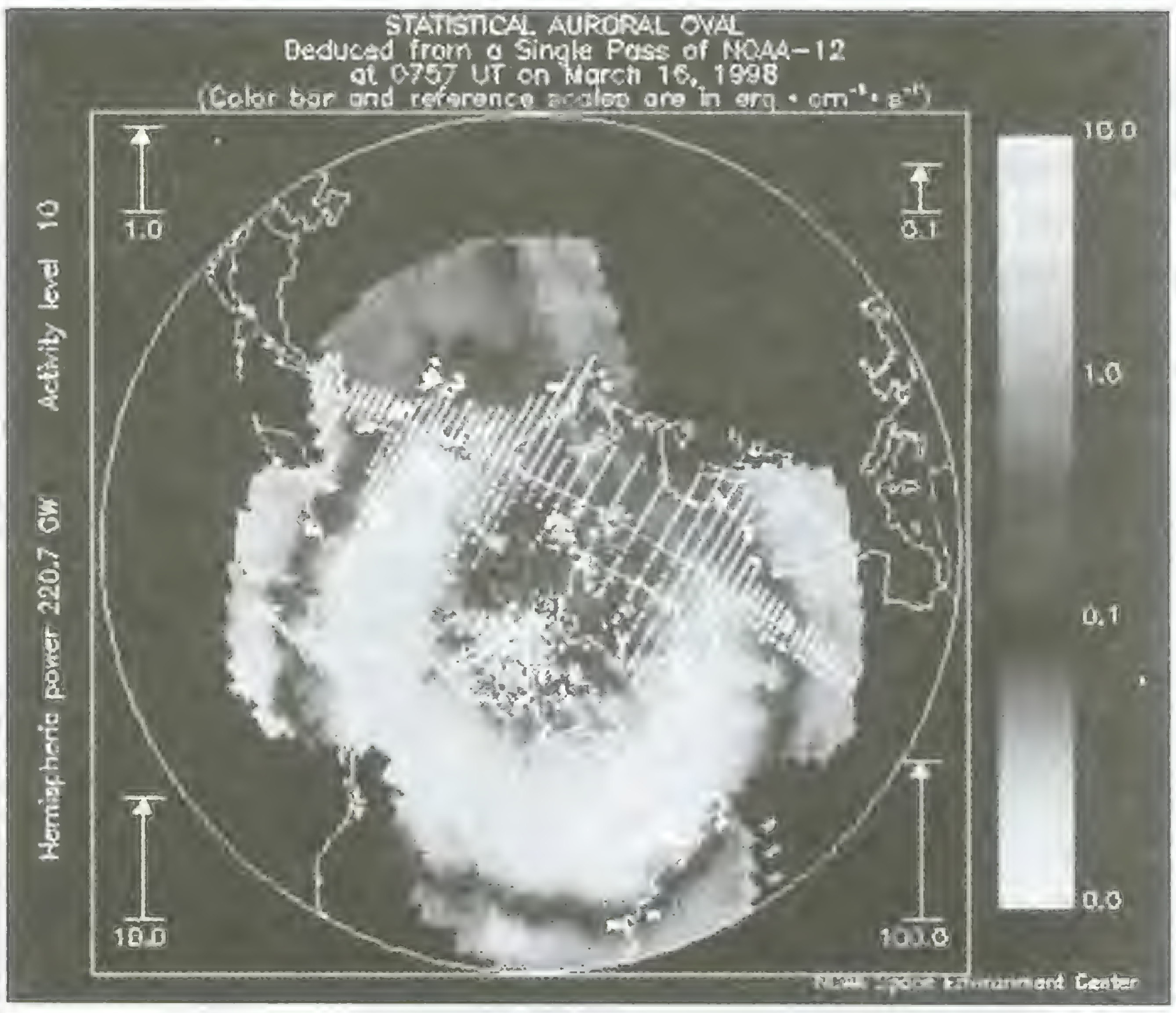

STATISTICAL AURORAL OVAL
Deduced from a Single Pass of NOAA-12
at 0757 UT on March 16, 1998
(Color bar and reference scales are in erg • cm⁻² • s⁻¹)
Activity level 10
Hemispheric power 220.7 GW
1.0
0.1
10.0
100.0
10.0
1.0
0.1
0.0
NOAA Space Environment Center

Рис.1.13. Вид на Северный полюс, полученный с помощью спутника POES, во время неспокойных магнитных условий. (К = 8). Очень темные зоны внутри кольца представляют собой зоны высокой ионизации. Более светлые зоны снаружи кольца характеризуются гораздо меньшим уровнем ионизации. Ширина овала обычно минимальна на меридиане полудня. Этот снимок сделан при среднего времени по Гринвичу= 0757. Заметьте, что ширина овала полярного сияния максимальна в район полуночи, в то время как активность минимальна в полдень. Белая стрелка в верхнем квадранте показывает меридиан местного полдня. (Источник: страница NOAA в Интернет)

Очевидно, что полярное сияние можно увидеть только со стороны земного шара, не освещенной солнцем.

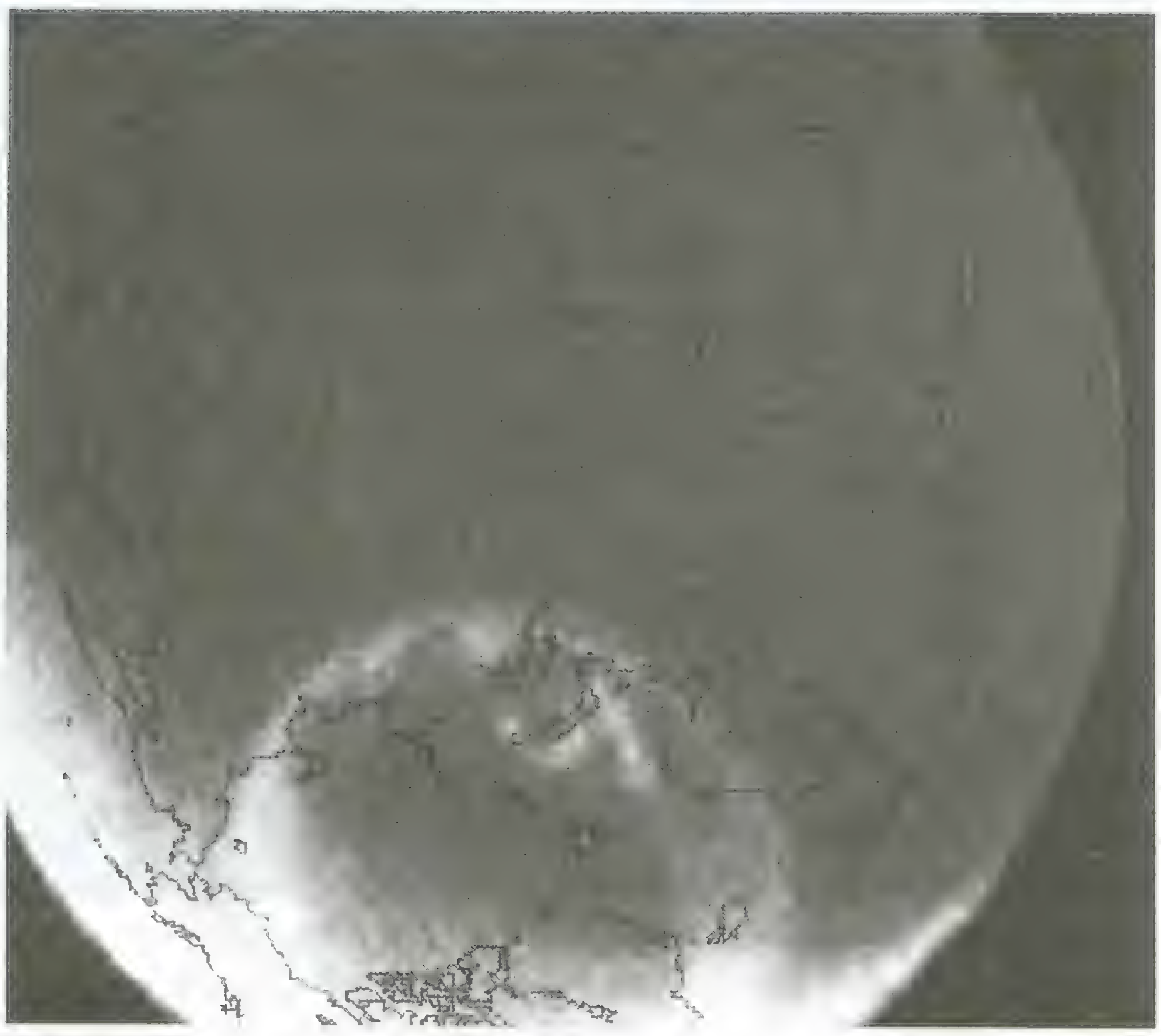


Рис.1.14. Снимок в видимом свете со спутника POLAR. Можно видеть терминатор и овал полярного сияния подсвеченный в дневной зоне. ***(источник: STD на сайте http://solar.uleth.ca)***

Ультрафиолетовый снимок.

На **рис.1.15** показан ультрафиолетовый снимок овала северного сияния, снятый со спутника POLAR. Широта и долгота обозначены пунктирной линией. Для наглядности показаны также и границы континентов.

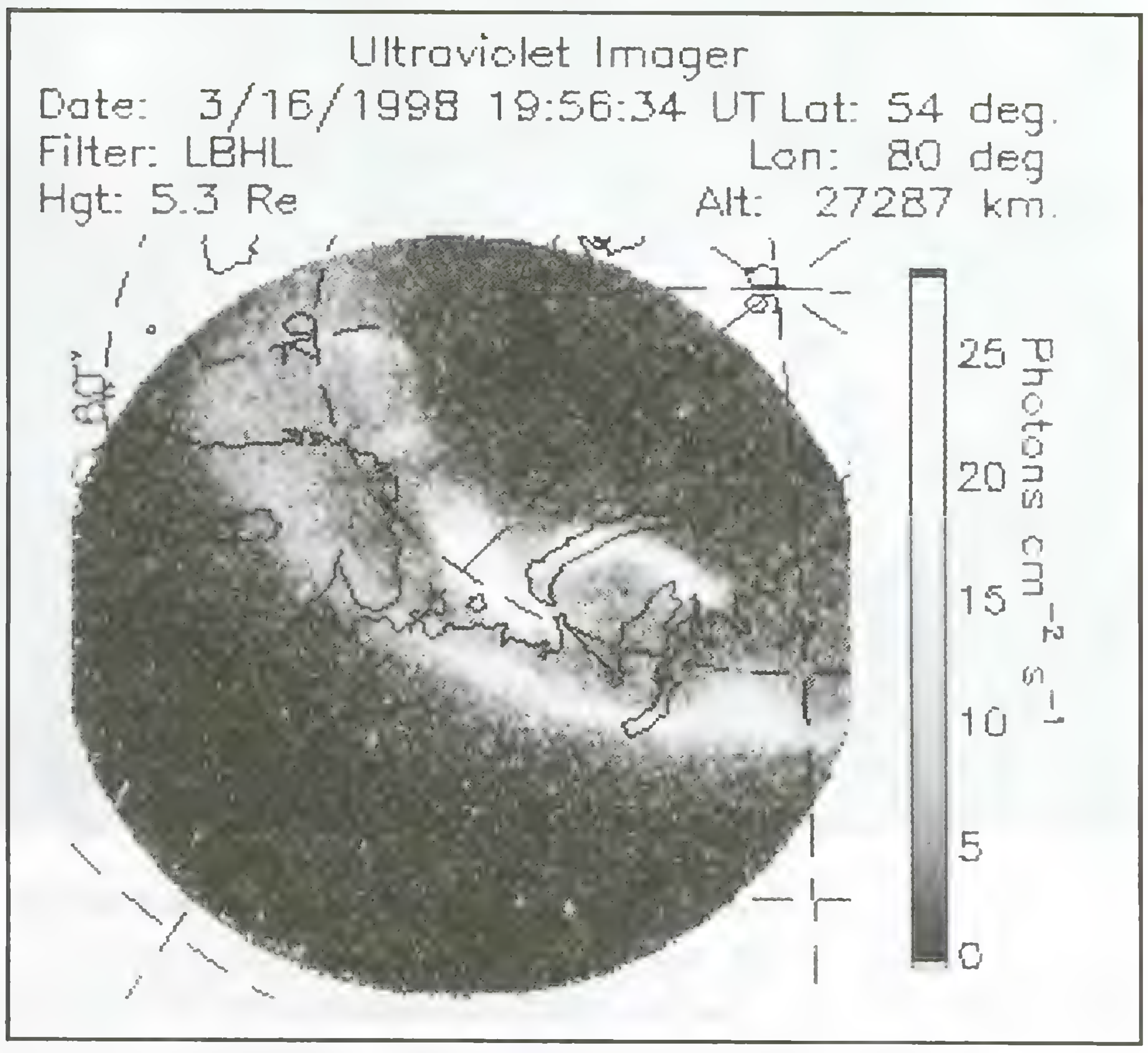

Ultraviolet Imager
Date: 3/16/1998 19:56:34 UT Lat: 54 deg.
Filter: LBHL
Lon: 80 deg
Hgt: 5.3 Re
Alt: 27287 km.
80°
25
20
15
10
5
0
Photons cm⁻² s⁻¹

Рис.1.15. Ультрафиолетовый снимок, эквивалентный снимку в видимом свете, показанному на рис.1.14. ***(Источник: STD на сайте http://solar.uleth.ca)***

Карта полюсов.

На **рис.1.16** показано расположение овала полярного сияния в данный момент времени, определяемое спутниками Defense Metrological Satellite Program (DMSP). Темно-серой линией показана приблизительная форма рассеянного овала полярного сияния, определяемая сенсорами, улавливающими увеличение плотности электронов, расположенными на спутнике DMSP. Линия овала полярного сияния представляет собой направленную к экватору границу рассеянного овала полярного сияния. То есть, она необходима тем, кто занимается радиосвязью для определения точного места расположения овала полярного сияния. Карта также показывает эффективный Q – индекс, который соответствует геомагнитному K – индексу. Он имеет квази логарифмическое значение и основывается на геомагнитных данных, полученных в нескольких обсерваториях, расположенных на высоких широтах (в зоне полярного сияния). Если Q индекс равен 8, то это проблема для радиолюбителей, использующих пути, проходящие по высоким широтам. Q индекс равен нулю – замечательно, 3-4 – так себе.

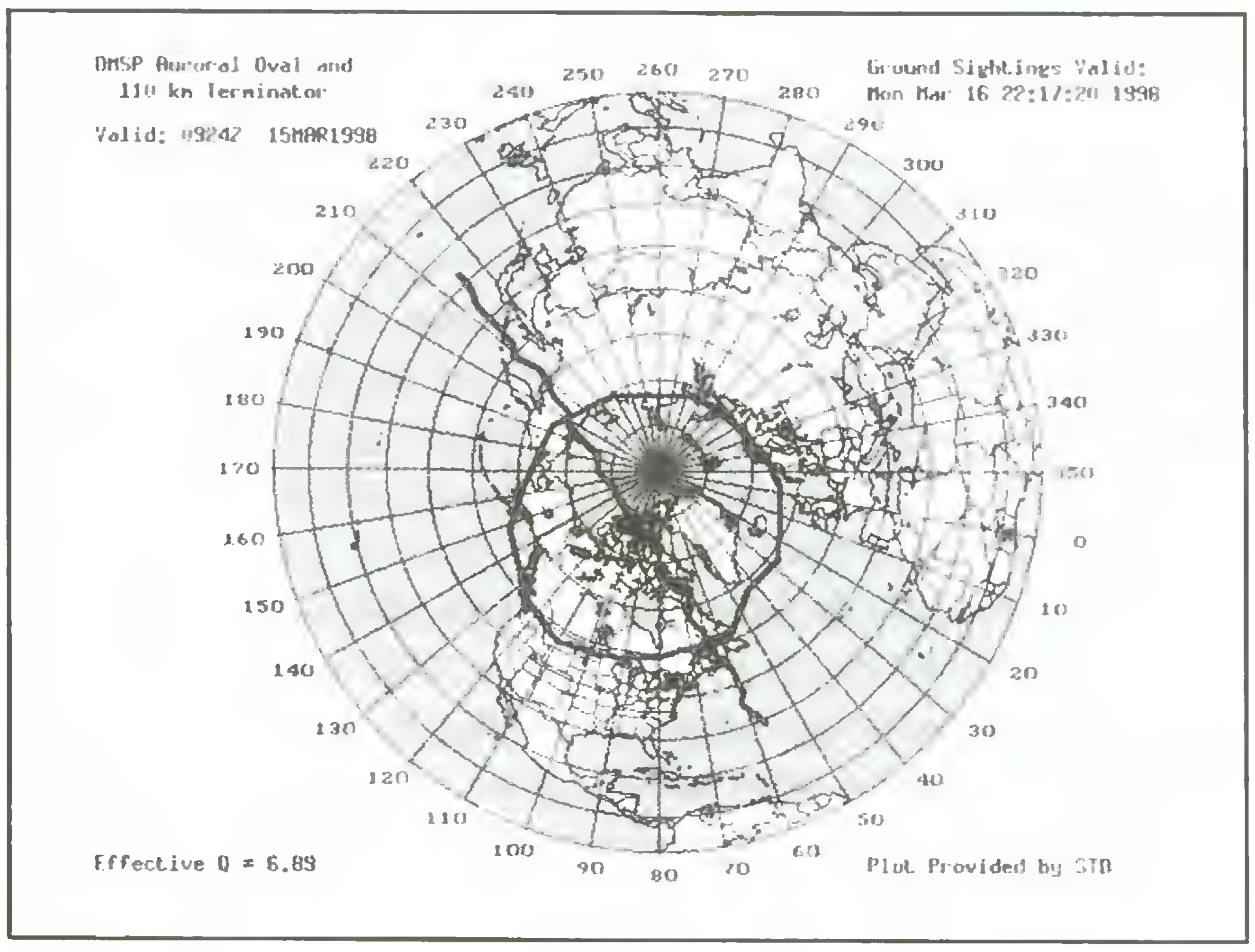

DMSP Auroral Oval and
110 km Terminator
Valid: 09242 15MAR1998
Ground Sightings Valid:
Mon Mar 16 22:17:20 1998
250
260
270
280
290
300
310
320
330
340
350
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
110
120
130
140
150
160
170
180
190
200
210
220
230
240
Effective Q = 6.89
Plot Provided by STD

Рис.1.16. Вид на полюс сверху показывает карту текущей позиции овала полярного сияния, созданную спутником Defense Metrological Satellite Program (DMSP). Линия овала полярного сияния представляет собой направленную к экватору границу рассеянного овала полярного сияния, необходимую радиолюбителям для определения путей распространения, проходящих через овал полярного сияния. Волнистой линией изображен терминатор. ***(Источник: STD на сайте http://solar.uleth.ca)***

2.2.7. Практическое применение.

2.2.7.1. Получение геомагнитных данных.

Как правило, низкие значения коэффициентов A_p и K_p, полученные на станциях в полярных районах, являются предпосылками хороших условий распространения на путях, проходящих рядом с полюсом или через него. Индекс К наиболее важен, так как он дает более дифференцированные данные, чем индекс А. «Возле полюсов» означает, что данные Boulder – не самые надежные! Индексы К, полученные в обсерваториях Inuvik, Baker Lake и Cambridge Bay в Канаде – наиболее точные, так как эти обсерватории расположены внутри пояса полярного сияния.

Мы не должны забывать о том, что значения индексов К и А отражают то, что уже произошло. Если эти индексы были нулевыми в течение 8 часов (и более), и у вас есть уверенность в том, что ситуация резко не изменится, то, скорее всего, условия распространения длинных волн в полярной зоне будут неплохими.

27-ми дневный цикл вращения солнца приводит к возможному повторению спокойных геомагнитных условий через 27 дней, особенно на отрезке убывания и в минимуме солнечного цикла. На возрастающем отрезке и в максимальной точке вероятность повторения спокойных условий значительно снижается. Для тех, кто серьезно занимается связью а длинноволновом диапазоне хорошей идеей будет делать непрерывную запись значений радиовещательных индексов К и А. Такие записанные индексы А особенно необходимы для прогнозирования уровня магнитной активности в последующие 27 дней.

Я думаю, что большинство радиолюбителей длинноволнового диапазона должны согласиться с тем фактом, что индексы А и К лишь подтверждают то, в чем они уже сами убедились – плохие или хорошие условия. Не так давно, N6TR, известный DXер длинноволнового диапазона с западного побережья жаловался :

> *«... Я очень скептически отношусь к цифрам и не думаю, что на них стоит обращать повышенное внимание. У меня были прохождения при больших значениях индекса К и не было прохождений при длительно сохраняющихся низких значения. Единственное, на что я обратил внимание, это то, что интересные вещи происходят в тот момент, когда значение К начинает возрастать.»*

Так как поглощение в полярном сиянии возникает благодаря CME на солнце, мы должны прогнозировать полярное сияние (по крайней мере, вызванное CME) за 2-4 дня до того, как оно нас атакует. До того, как нам стали доступны спутниковые технологии, у нас не было подробной информации о CME, а прогнозирование основывалось только на использовании механизма повторения цикла и экстраполировании условий только из записанных значений А и К индексов, полученных 27 и 54 днями ранее.

Сейчас существуют спутники, которые постоянно наблюдают за солнцем и передают информацию на Землю непрерывным потоком. Эта информация преобразуется в доступные пониманию отчеты, которые можно встретить на множестве сайтов в Интернет. Вы можете подписаться на ежедневную рассылку данных об активности полярного сияния, которая будет приходить к вам на электронную почту. Подписку можно оформить на сайте **http://solar.uleth.ca/solar/www/sublists.html**.

Эти данные прогнозируют магнитные бури, основываясь на наблюдениях со спутника за поверхностью солнца и поведением солнечного ветра. Такие отчеты, вместе со снимками NOAA, помогают DXерам лучше понять, что же здесь является движущей силой и точнее спланировать свою деятельность. С середины марта 1998г. Cary Oler создал Веб-сайт: **http://solar.uleth.ca/solar/topband.html**. Этот сайт, названный "The top band radio propagation section" содержит множество инструментов для DXера, работающего на 160 метрах. В дополнение к значениям К на высоких широтах, которые обновляются ежечасно, Cary Oler создал таблицу, в которой показаны возможные DX контакты на множестве полярных путей. На сайте также есть самые последние снимки и карты зоны полярного сияния (в видимом и ультрафиолетовом свете), как показано на **рис.1.14, 1.15, 1.16**. Эти прогнозы ограничиваются тем, что они учитывают только влияние магнитных помех.

Эту информацию можно назвать в какой-то мере односторонней – когда происходят магнитные помехи, мы знаем, что пути, проходящие через полярные области, будут непроходимыми. Но низкие значения индексов К, даже в течение относительно длинного отрезка времени, не дают полной гарантии того, что на пути распространения все будет в порядке.

Существуют и другие механизмы, которые портят картину 160 метрового распространения и ослабляют сигнал на определенных путях. Эти механизмы в большей степени не изучены или, по крайней мере, открыты для обсуждения.

> SWARM – очередная компьютерная программа, разработанная Solar Terrestial Dispatch, во главе которой стоит Cary Oler. Подробности вы найдете на сайте **http://solar.uleth.ca/solar/www/swarm.html.**

SWARM (Solar Warning And Real-Time Monitor) контролирует все, начиная с геомагнитных и ионосферных условий до солнечной активности и солнечного ветра. Все в реальном времени. Он незаменим при прогнозировании спокойных геомагнитных условий и возникновения межпланетных помех. Такое стало возможным благодаря способности программного обеспечения считывать, обрабатывать, строить графики, выводить на печать и преобразовывать в реальном времени данные, полученные с нового спутника Advanced Composition Explorer (ACE).

В Январе 1998г. ACE начал практически бесперебойно передавать данные о солнечном ветре, находясь в удобном положении за пределами магнитосферы Земли (приблизительно в миллионе километров от Земли, между Землей и Солнцем). Такое расстояние позволяет спутнику распознать приближение межпланетных помех приблизительно за час до того, как они окажут влияние на Землю. Спутник постоянно, в течение 23 часов в сутки, передает данные о состоянии солнечного ветра. Эти данные получают наземные станции в Японии и США и немедленно передаются в Space Environment Center, где они становятся доступными через Интернет для обработки и использования в SWARM.

Один выигранный час дает фору пользователям SWARM, так как они могут воспользоваться преимуществами мимолетного улучшения условий распространения, которое возникает в длинноволновом диапазоне (и не только) сразу после того, как помехи приблизятся к земле. Это программное обеспечение также громко предупреждает вас о критических значениях геомагнитной активности. Вам не придется тратить драгоценное время на попытки связи в то время, когда К = 4 и более. Пользователи SWARM точно знают, когда начнется геомагнитная буря. Они также будут заранее предупреждены о возможном уровне ее интенсивности. Программа также выдает всевозможные данные, относящиеся к буре. Например, информацию об уровне солнечной радиации и о числе пятен на солнце. SWARM позволяет вам увидеть реальные снимки полярного сияния (в видимом и ультрафиолетовом свете), а также скачать и распечатать до 19 видов ежедневных, еженедельных и ежемесячных отчетов, созданных центрами прогнозирования, расположенными по всему миру.

SWARM даже создает план прибытия солнечного ветра на Землю, основанный на скорости солнечного ветра, измеряемой спутниками WIND или ACE, и расстоянии этих спутников от Земли в любой момент времени. Пользователи SWARM могут предугадать момент достижения помехами Земли с точностью до нескольких минут. Этот пакет программ был написан работниками STD (Solar Terrestrial Dispatch, Канада), президентом которой является Cary Oler [142]. Для использования пакета необходимо наличие Windows 95 или Windows 98 (или Windows NT 4.0 или более поздней версии), а также доступа к Интернет.

2.2.7.2. Визуализация путей.

Если мы хотим знать о том, не будут ли помехи мешать распространению на выбранном нами пути, мы должны увидеть этот путь вместе с овалом полярного сияния, что немедленно покажет нам все происходящее на этом пути при данном уровне интенсивности полярного сияния. Для этого можно использовать карты в разных проекциях или глобус. Возможно, вам понадобится создание собственных мини-овалов полярного сияния, которые вы будете накладывать на карту или глобус (см. Раздел 2.2.5.2)

Сегодня, когда в радиорубке каждого радиолюбителя есть, по крайней мере, один компьютер, компьютерные программы выполняют любое наше желание без всяких трудностей. Существует множество программ для прогнозирования распространение, но только несколько из них относятся к явлению полярного сияния. Приведенные ниже программы имеют свои достоинства и недостатки, но они, по крайней мере, учитывают геомагнитные условия. Эти программы: DX-AID, Miniprop Plus, Prolab Pro. Все цифры, приведенные в этой главе, получены с помощью этих трех программ.

Я считаю, что DX-AID просто незаменима при создании карт большого круга и проекции Меркатора, включающих в себя овалы полярного сияния разных размеров, основанные на значениях индекса К, которые вы должны внести сами. Программа отлично работает в Windows 95. Ее автор – Peter Oldfield. С ним можно связаться по электронному адресу **poldfield@compuserve.com**. DX-AID предназначена не только для создания карт, но и для классического прогнозирования ВЧ распространения, которое не представляет особого интереса для нас – любителей длинноволнового диапазона (за исключением 40 метров).

Miniprop Plus, написанная Sheldon Shallon, W6EL, это еще одна программа – друг пользователя, которая содержит замечательные возможности для создания карт. К сожалению, эта программа не предназначена для продажи.

Prolab Pro (ранее Skylab Pro) – профессиональная программа трассировки луча. Cary Oler называет ее «Высокочастотной лабораторией распространения». Это программа прогнозирования распространения, которая также создает карты разных типов. Это, возможно, наиболее сложная и наиболее совершенная программа из тех, которые имеются в наличии, но, возможно, она «слишком профессиональная» для радиолюбителя средней руки, даже для посвященного. Но если вы действительно хотите детально изучать распространение, я настоятельно рекомендую вам использовать эту программу. Она в действительности производит трехмерную трассировку луча и прогнозирует и строит графики отклоненных путей!

Есть еще несколько других программ, доступных радиолюбителю (Geoclock, Geochron, DX-edge, Gray-Line Globe, Dx4Win), но практически ни одна из них не затрагивает полярного сияния, что означает, что они далеки от идеала при визуализации трансполярных путей распространения в длинноволновом диапазоне.

2.2.7.3. Сопоставление геомагнитных данных с условиями.

На основании данных, полученных в результате двухмесячных наблюдений за типичной группой длинных DX QSO с Западного побережья на 160 метрах, был проведен статистический анализ. Результаты были проверены на соответствие индексу К: 62% всех QSO проводились при К = 0; 30% – при К = 1; ни одного QSO при К ≥ 3.

В другом исследовании, зимой 1993/1994г, Top Band Monitor пытался привязать значения индекса А к дням с хорошими условиями распространения в верхней части диапазона. Автор пытался связать возрастание значений индекса А с хорошими условиями для верхней части диапазона, а уменьшение значений – с плохими условиями. Изучение полученных данных привело меня к выводу, что только 10% хороших условий для прохождения на 160 метрах были связаны с уменьшением индекса А.

Но мы не должны забывать о том, что магнитная активность – не единственное явление, которое управляет условиями в длинноволновом диапазоне, и в особенности на 160 метрах. Существует множество еще не изученных механизмов, которые приводят к колебаниям остаточного ослабления сигнала на 160 метрах, даже в спокойных геомагнитных условиях.

Иногда хорошие условия наблюдаются неделями (например, в конце Ноября и в Декабре 1997г.), которые сменяются неделями довольно слабого распространения. Во время этих периодов, происходят колебания геомагнитной активности, как в сторону увеличения, так и в сторону снижения. Не так давно возникло предположение, что атмосферные условия могут влиять на 160-метровое распространение, но это может оказаться всего лишь догадкой. Длинноволновый диапазон, а в особенности верхняя его часть, это во многом не исследованные области. И именно это делает этот диапазон таким привлекательным и интересным для многих!

2.3. Местные атмосферные шумы.

Большинство местных атмосферных помех обычно вызваны электрическими бурями или грозами. Мы знаем, что летом QRN является основным ограничивающим фактором для приема слабых сигналов в длинноволновом диапазоне, по крайней мере, для тех районов, где проходят сильные грозовые бури. Для оценки мощности сильной грозовой бури можно привести такой пример: потенциальная энергия грозовой бури в 50 раз превышает энергию атомной бомбы! Круглый год в любой момент времени на Земле происходит 1800 гроз.

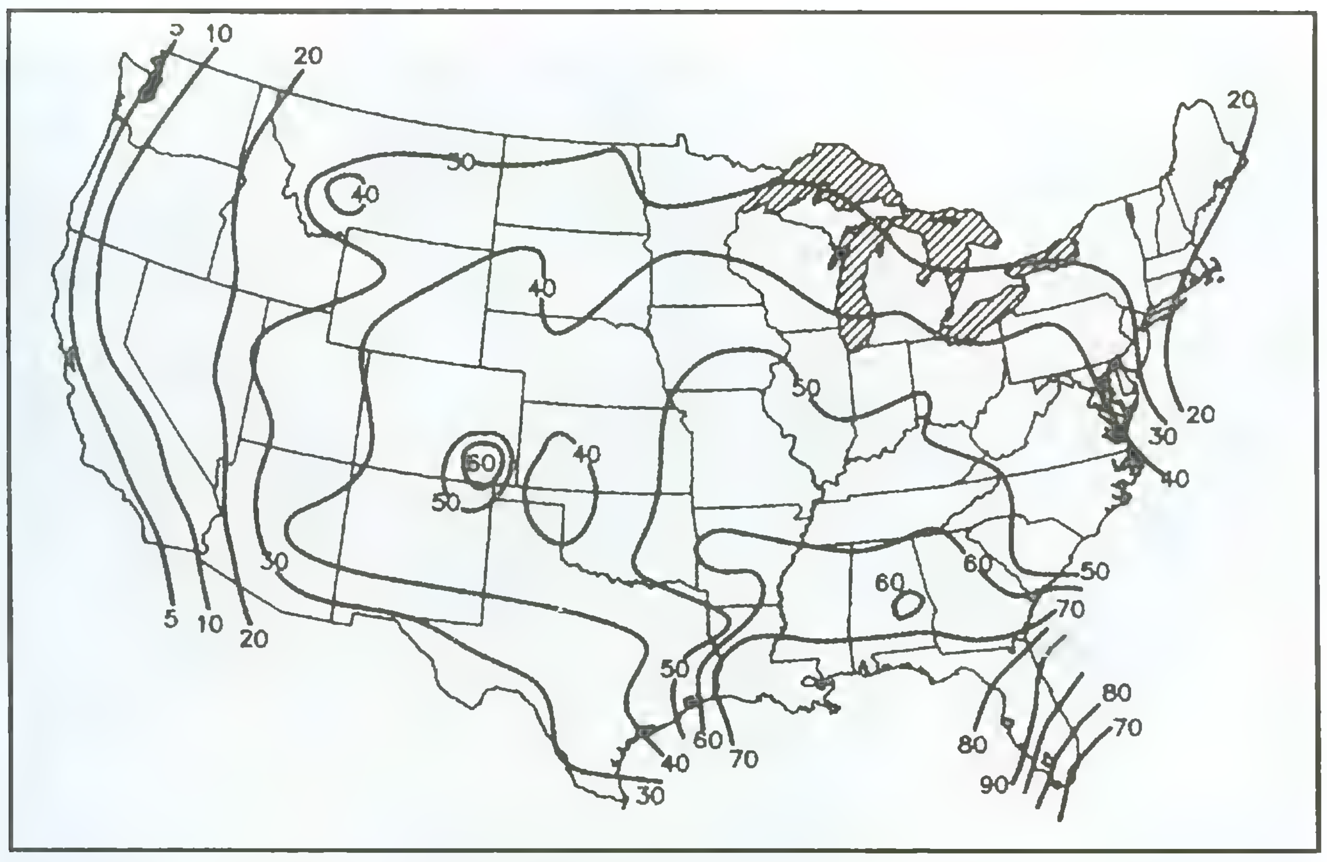


Рис.1.17. На карте показано среднее количество грозовых дней в США. Цифры показаны применительно к горной местности с учетом времени года.

На карте **рис.1.17** показана высокая степень колебания частоты грозовых бурь в США. В среднем, каждые 10 миллисекунд на Земле происходит вспышка молнии, высвобождающая огромное количество радиочастотной энергии.

В северном полушарии на широтах выше 35° QRN практически не случаются в период с Ноября по Март. В середине лета в районе электрической бури разряды статического электричества могут производить сигналы мощностью до 40 dB относительно S9, что приводит к невозможности осуществления местных QSO (и даже делает их опасными). Очевидно, что в экваториальных зонах, где электрические бури – обычное явление круглый год, это явление является ограничивающим фактором для дальней связи в длинноволновом диапазоне. Поэтому мы не можем говорить об идеальном времени года для осуществления дальней связи в экваториальных зонах.

Использование таких направленных принимающих антенн, как антенны Бевериджа или небольших рамок может способствовать снижению QRN от электрических бурь путем создания нуля в направлении бури. За исключением случаев, когда электрическая буря находится прямо сверху, ее диаграмма направленности обычно довольно четко выражена.

Дождь, град или снег часто имеют электрический заряд и могут стать причиной непрерывных QRN находясь в контакте с антенной. Некоторые антенны более других восприимчивы к таким помехам. Вертикальные антенны, похоже, в такой ситуации ведут себя хуже всех других. Замкнутые антенны обычно менее восприимчивы по сравнению с незамкнутыми (такими как диполи), а принимающие антенны типа антенн Бевериджа вообще не восприимчивы к этому явлению.

2.4. Влияние гирочастоты электронов на распространение.

Ученые, специализирующиеся на распространении в ионосфере, не так давно раскрыли радиолюбителям, работающим с верхней частью диапазона, действие механизмов, определяющих распространение в ионосфере. Теория, касающаяся гирочастот на 160 метрах, подробно описана в литературе [142].

Гирочастота является мерой взаимодействия электронов в атмосфере Земли и магнитным полем Земли. Чем ближе частота передаваемого сигнала к гирочастоте, тем больше энергии сигнала поглощается электроном. Это особенно верно для радиоволн, распространяющихся перпендикулярно магнитному полю. Солнце не оказывает никакого влияния на гирочастоту, но она изменяется с изменением места расположения и колеблется между 700 и 1600 кГц. Карта гирочастот электронов в слоях D/E показана на **рис.1.18**.

Вы не должны забывать о том, что сигналы верхней части диапазона будут поглощаться намного меньше, если их частота будет как можно больше отличаться от гирочастоты электронов. Используйте карту **рис.1.18** для определения гирочастоты, с которой ваш сигнал встретится при прохождении пути.

Поглощение сильнее на путях, где частота сигнала приближена к гирочастоте электрона, а в особенности на тех из них, которые проходят перпендикулярно магнитному полю Земли. Другими словами, пути с севера на юг подвержены меньшему влиянию поглощения, чем пути восток-запад, такие как Западное побережье США – Европа или Западное побережье – Япония. Похожие пути в других частях света могут быть не такими чувствительными к поглощению, так как гирочастоты ниже.

Если бы мне было необходимо сравнить влияние гирочастот на распространение в верхней части диапазона с влиянием овала полярного сияния, я бы сказал, что овал – это слон из известной пословицы, а гирочастота – маленькая мышка.

2.5. Поляризация и проникновение мощности на 160 метрах.

Проникновение мощности имеет дело с путями, посредством которых волны из передающей антенны «проникают» в ионосферу. Оказывается, поляризация антенны играет важную роль в достижении оптимального проникновения (минимальные потери). В определенных областях земного шара вертикально поляризованные антенны будут производить более сильные сигналы, в то время как в других местах сильнее будет горизонтальная поляризация.

К счастью, в США и Европе необходима вертикальная поляризация. Тем не менее, в некоторых частях земного шара больше подходит горизонтальная поляризация. Например, на большей части Азии, в Африке и части Австралии. Геомагнитная широта места расположения является важным фактором действия этого механизма. На **рис.1.19** представлена карта магнитных широт Земли в сравнении с географическими широтами и долготами.

Большинство радиолюбителей, работающих с верхней частью диапазона, используют вертикально поляризованные передающие антенны, которые являются правильным выбором с точки зрения проникновения мощности, по крайней мере, если вы находитесь на средней или выше широте. Дело усложняется, если вы находитесь на более низкой широте (недалеко от экватора).

Здесь необходимы антенны с горизонтальной поляризацией для хорошего проникновения, но в то же время с малым углом выхода волны. Для диполя, о котором идет речь, необходима высота не менее полуволны, а это не всегда выполнимо для 160 метров.

3. ПУТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ.

В этом разделе мы обсудим следующие моменты, способствующие пониманию путей распространения в длинноволновом диапазоне:

1. Короткий путь большого круга;
2. Длинный путь большого круга;
3. Особые пути, не проходящие по большому кругу.

3.1. Короткий путь большого круга.

Большой круг – это окружность, полученная рассечением Земного шара плоскостью, проходящей через его центр. Длина каждого большого круга равна 40 000км (24 860 миль). Экватор – особенный большой круг, так как рассекающая плоскость перпендикулярна земной оси. Меридианы – другой тип большого круга проходящих через оба полюса.

Говоря о карте большого круга мы обычно подразумеваем карту азимутально – эквидистантной проекции. Когда на этой карте показан весь земной шар, то большие круги изображены в виде прямых линий. Также показаны расстояния от центра до любой точки карты. На такой проекционной карте точка, противоположная центру, будет представлена внешней окружностью карты. Карты большого круга различны для разных мест расположения. Они обычно используются для определения направлений вращаемых антенн для осуществления дальней связи из определенного места.

В Интернет есть многочисленные источники карт большого круга или программ, предназначенные для создания таких карт.

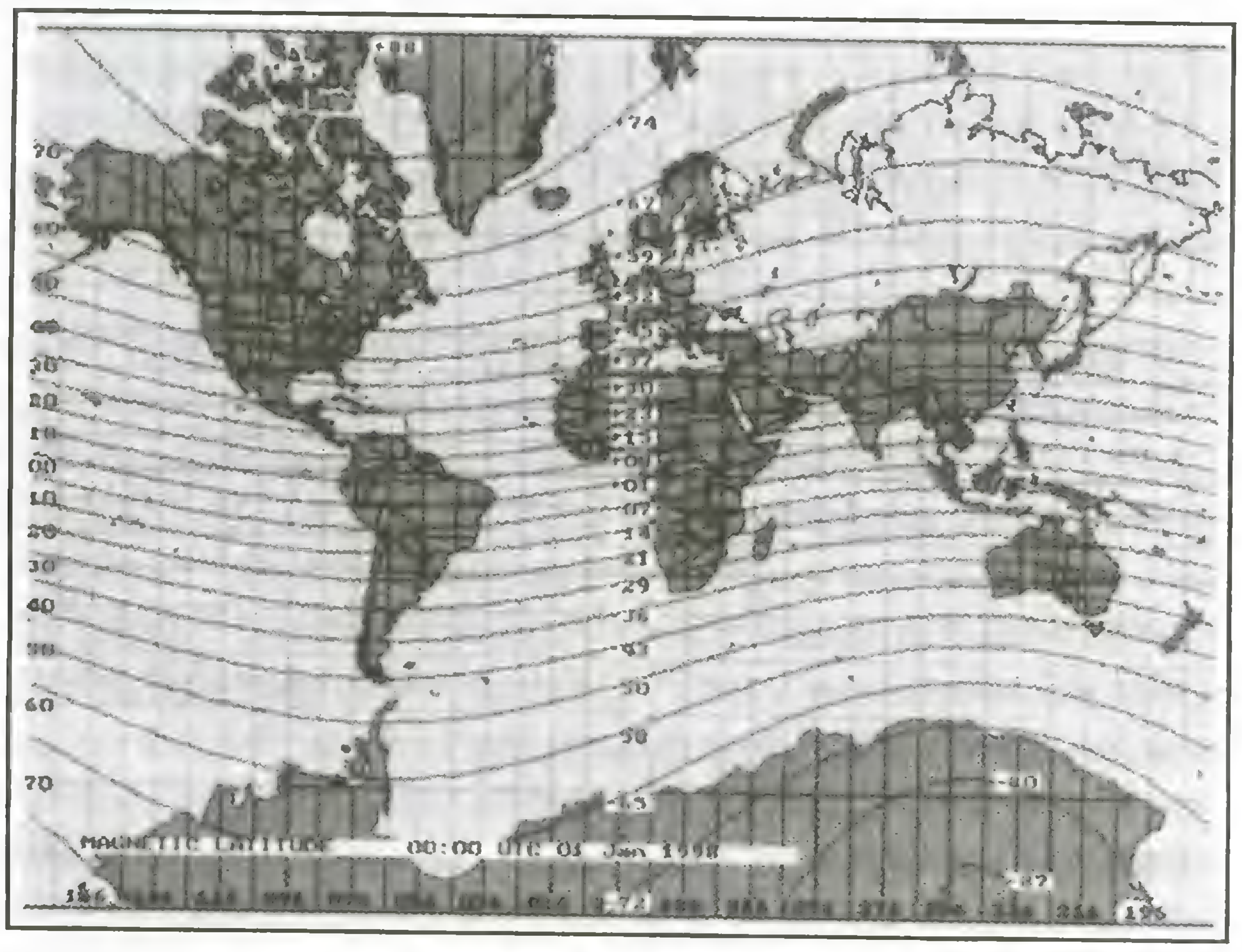


Рис.1.19. **Карта мира в проекции Меркатора, на которой показаны геомагнитные широты. Они отличаются от географических широт, так как Северный и Южный магнитные полюса не совпадают географическими полюсами.**

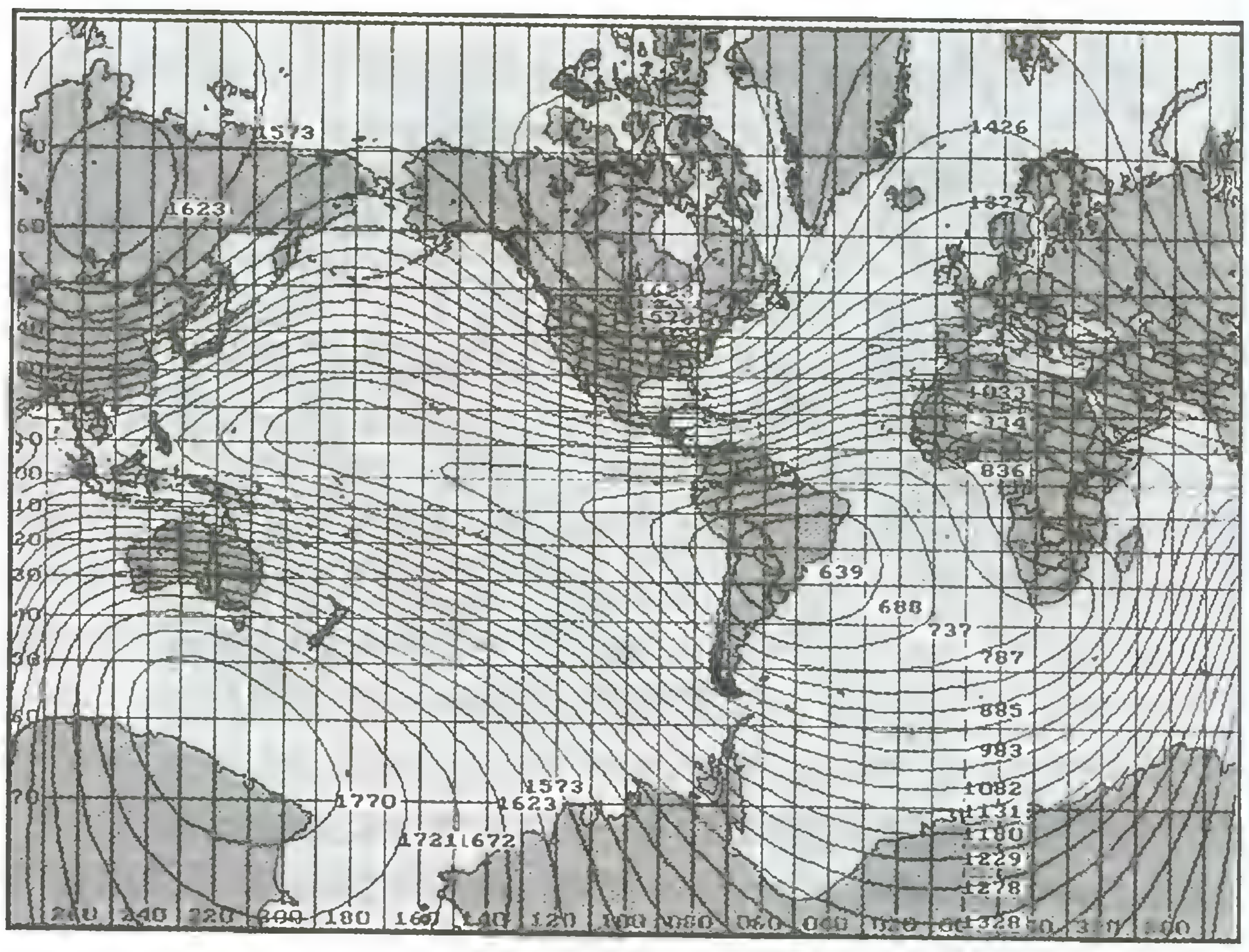


Рис.1.18. **На этой схеме показано распределение гирочастот земли. Значения определяются внутренним магнитным полем и не подвержены влиянию солнечного цикла.**

На **рис.1.20** показаны карты азимутальных проекций, созданные с использованием DX-Aid для Бостона, Омахи, Сан Франциско, Брюсселя, Москвы и Токио. Преимуществом карты большого круга является то, что направления – прямые линии. Недостатком – сильное искажение в противоположных точках.

3.2. Длинный путь большого круга.

Возможность распространения на длинном пути возникает тогда, когда станции в восточном конце пути находятся на закате солнца приблизительно в то же время, когда станции на западном конце находятся на восходе. Вторым условием возникновения распространения является то, что распространение происходит на пути, направление которого на 180° обратно направлению короткого пути большого круга.

Далее мы увидим, каким образом распространение по «изогнутому пути» может удовлетворить первому условию, но не является подлинным распространением на длинном пути. Одним из примеров является путь из Западной Европы в Японию при 07:45 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ во время зимнего солнцестояния. Сюда входит и путь через северные районы Сибири, не проходящий через Южную Америку, как это было бы, если путь был бы на самом деле длинным.

John Kaufman, W1FV, штат Массачусетс, заметил, что условия прохождения по длинному пути на восходе солнца на 80 метрах самые лучшие во время наибольшего количества пятен на солнце. Во время низкой солнечной активности этот путь исчезает. С другой стороны, John говорит о том, что в годы с минимальным количеством пятен на солнце длинные пути открываются на закате солнца.

3.2.1. Длинный путь на 40 метрах.

QSO на длинных путях – довольно распространенное явление, когда речь идет о 40 метрах. Из Европы проходит «настоящий» длинный путь на Западное побережье США при 15:00-16:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ во время зимнего солнцестояния.

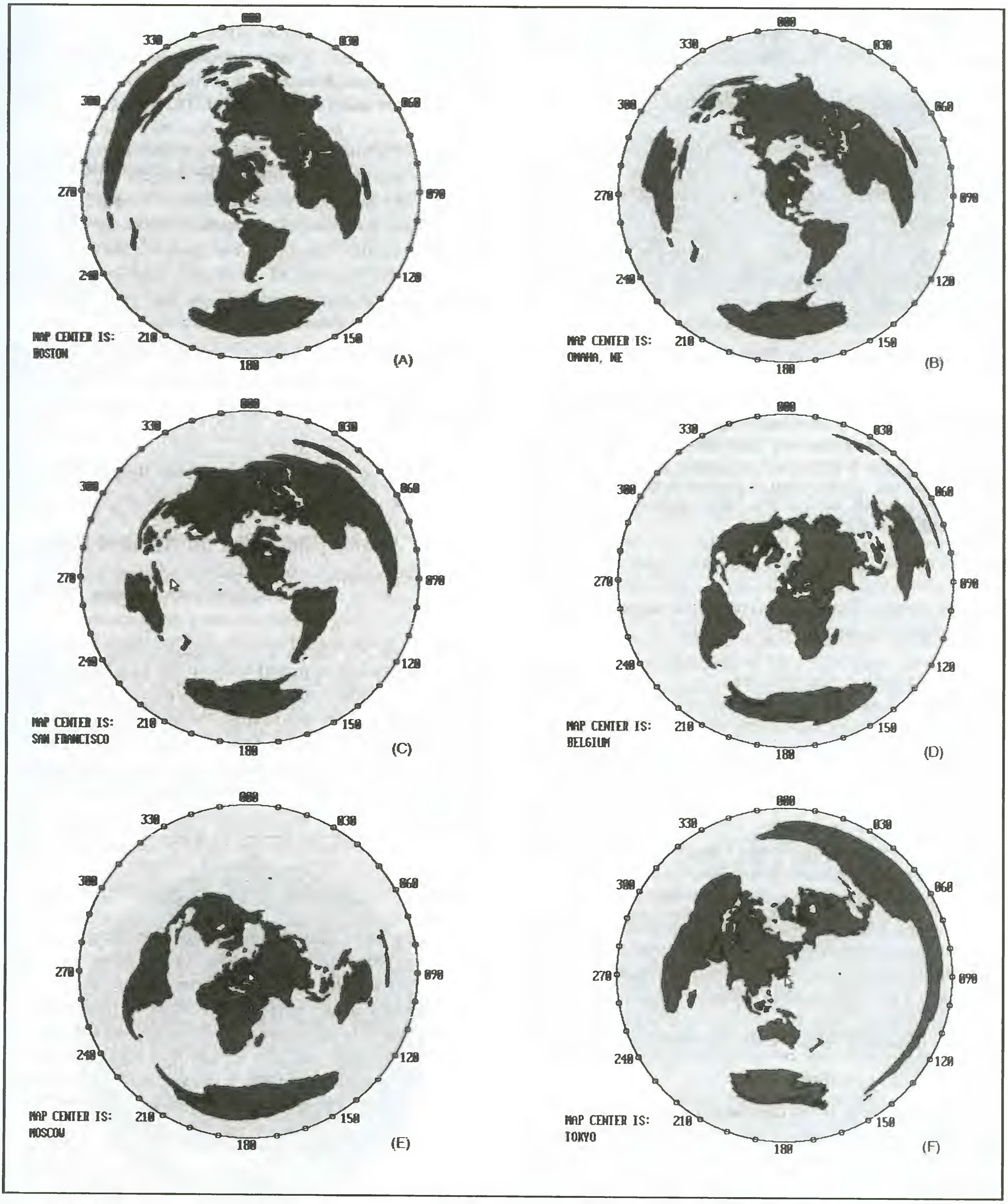

000
030
060
090
120
150
180
210
240
270
300
330
MAP CENTER IS:
BOSTON
(A)
000
030
060
090
120
150
180
210
240
270
300
330
MAP CENTER IS:
OMAHA, NE
(B)
000
030
060
090
120
150
180
210
240
270
300
330
MAP CENTER IS:
SAN FRANCISCO
(C)
000
030
060
090
120
150
180
210
240
270
300
330
MAP CENTER IS:
BELGIUM
(D)
000
030
060
090
120
150
180
210
240
270
300
330
MAP CENTER IS:
MOSCOW
(E)
000
030
060
090
120
150
180
210
240
270
300
330
MAP CENTER IS:
TOKYO
(F)

Рис.1.20. Азимутальные проекции для Бостона, Омахи, Сан Франциско, Брюсселя, Москвы и Токио (Карты сделаны в DX-AID).

Очень похожий длинный путь существует между Японией и Европой во время восхода солнца, особенно во время равноденствия. Во время зимнего солнцестояния, когда в темноте находится все Северное полушарие, между Европой и Японией существует «какой-никакой» длинный путь, но еще существует намного более сильный, где-то изогнутый короткий путь через север Сибири.

В целом, направление сигнала соответствует направлению обычного короткого пути. Во время зимнего солнцестояния, как длинные, так и изогнутые пути существуют одновременно в течение 10-15 минут при 07:45 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ (см. **рис.1.21**). Это часто сильно затрудняет прием сигнала из-за многолучевого распространения, которое возникает благодаря разнице во времени на обоих путях.

Во время соревнования JA в длинноволновом диапазоне (1998г.) я попросил несколько станций JA замедлить CW для меня, чтобы я мог слушать их без вмешательства эхо.

3.2.2. Длинный путь для 80 метров.

Вы не можете быть полностью уверены в том, что длинный путь «настоящий», даже когда в обоих концах пути самые сильные сигналы идут по направлению от «настоящего» длинного пути. Длинные пути на 80 метрах – более редкое явление, чем на 40. Очень часто пути, которые мы называем длинными – это изогнутые или наклонные пути, длина которых находится в промежутке между короткой и средней (см. раздел 3.3.1.3).

3.2.3. Длинный путь на 160 метрах.

«Настоящие» QSO на длинных путях в местах, расположенных недалеко от антиподов, довольно обычное явление в том случае, если путь находится в полной темноте. Я могу слышать G станции, работающие на ZL длинном пути на 160 метрах приблизительно через 30 минут после восхода солнца у меня. Но очень редко мне удавалось работать на ZL длинном пути самому. Во время зимнего солнцестояния существовал еще один длинный путь QSO между VK6HD (Perth) и Западным побережьем США (например, QSO между K1ZM и VK6HD при 2115 среднего времени по Гринвичу 27 Января 1985г.)

Только кажется, что «настоящие» QSO на длинных путях возникают лишь в течение двухлетнего периода, когда солнечная активность минимальна. W0ZV запомнил несколько QSO на длинных путях, сделанных в Колорадо. Например, QSO с UA9UCO и JJVKL/4S7. Другим примером, вошедшим в историю, стал QSO между PY1RO и несколькими станциями JA на восходе солнца в JA. Другие контакты на длинных путях произошли между станциями Западного побережья США и знаменитыми 9M2AX, VK6HD и VS6DO.

В течение 1987-1988 гг., моей первой зимы на 160 метрах, я неделями пытался сделать так называемый длинный QSO с N7UA, но ни один из нас не слышал другого (см. также Раздел 3.3.1.4). В Декабре 1992г. я пытался связаться с FK8CP на длинном пути (его закат солнца всего на несколько минут отличается от восхода у меня), но этот QSO также не получился.

В Декабре 1997г. N7UA сделал множество так называемых QSO на длинном пути в Западную и Северную Европу и Великобританию около 1510 среднего времени по Гринвичу. Но где же эти «настоящие» QSO на длинных путях? Давайте рассмотрим пути не большого круга, также называемые изогнутыми или наклонными.

3.3. Особенные пути не большого круга.

Большинство путей на 40, 80 и 160 метрах являются путями большого круга. Очевидно, что пути, проходящие через относительно короткие расстояния, являются в той или иной степени прямыми путями большого круга. Давайте предположим, что пути в основном являются путями типа большого круга до тех пор, пока не появится веская причина для них не быть таковыми.

Это правда, даже для трансэкваториальных путей, проходящих с севера на юг (например, Европа – Африка, Северная Америка – Южная Америка). Отклонения от направлений большого круга редко наблюдаются на таких путях и на таких длинных дистанциях.

В соответствии с общеизвестными данными о механизме рефракции в ионосфере, горизонтально наклонный путь распространения может возникнуть только благодаря градиентам горизонтальной ионизации в ионосфере. Сигналы, проходящие в слой с более высокой степенью ионизации, будут преломляться. Это значит, что сигналы будут отклоняться от более ионизированных областей. Этот теоретический подход наиболее правильный.

С другой стороны, есть то, что происходит на самом деле. Широко известно то, что мы наблюдаем наклонные пути распространения, которые соответствуют двум типам условий:

1. Наклонные пути, обходящие овал полярного сияния.

2. Другие наклонные пути (возможно, вызванные значительными или резкими изменениями плотности свободных электронов в горизонтальной плоскости).

Перед тем, как вдаваться в дальнейшие подробности, давайте вспомним несколько типичных моментов. В первом, классическом, случае мы можем распознавать сигналы, исходящие из направлений, отклоненных от нормальных направлений пути большого круга. Это случается, когда нормальный короткий путь большого круга проходит через овал полярного сияния в периоды высокой геомагнитной активности.

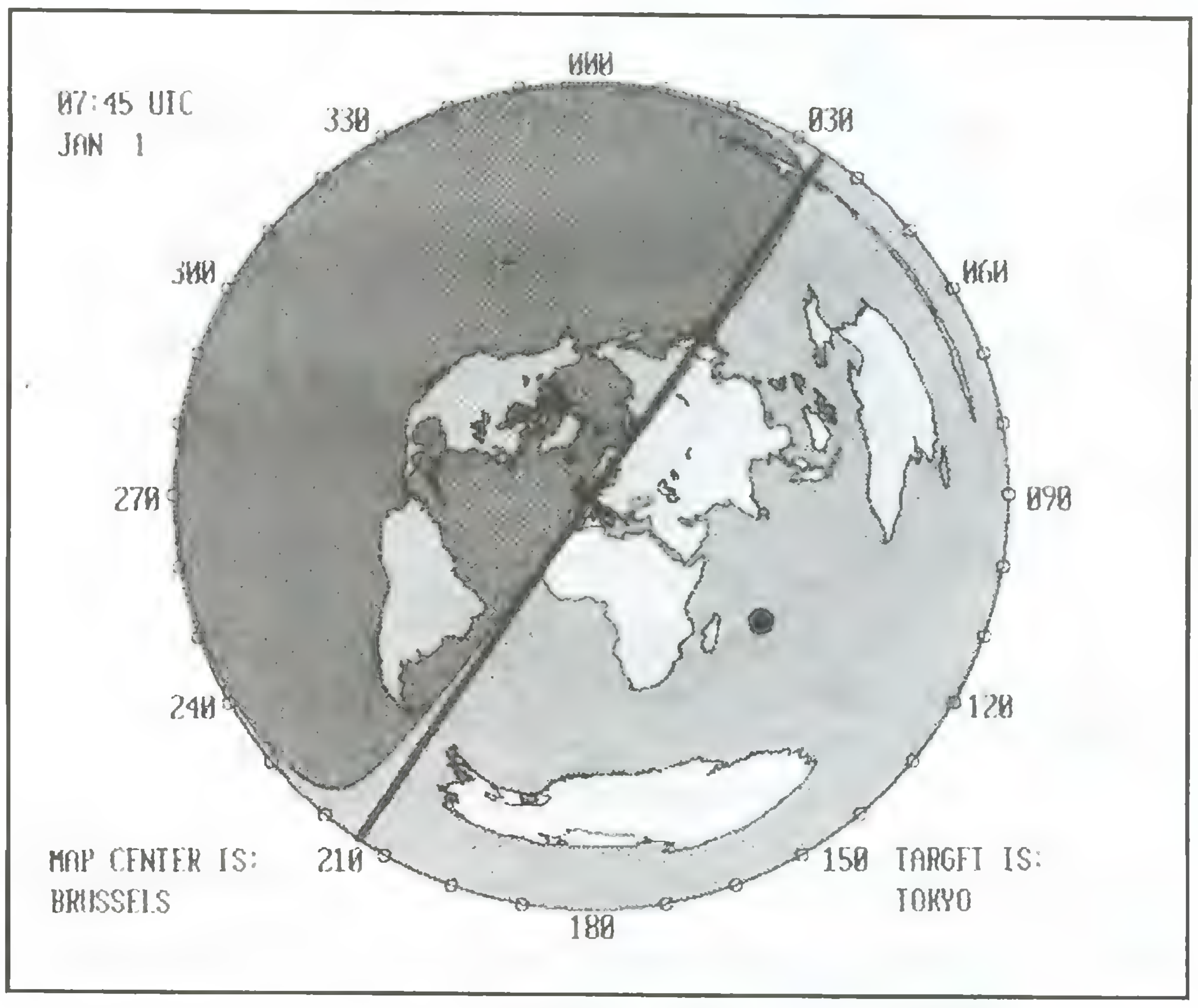


Рис.1.21. Путь большого круга во время зимнего равноденствия (среднего времени по Гринвичу0745) показывает короткий и длинный пути, существующие одновременно на 40 метрах из Бельгии в Японию. Оба проходят вдоль терминатора, как обычно бывает для высоких частот. Такая ситуация также возможна для нашей максимальной из длинноволнового диапазона частоты 40 метров. (Карта создана в DX-AID с дополнениями ON4UN).

Многие из нас были свидетелями ситуации, когда сигналы отклонялись от пояса полярного сияния. В Европе при таких обстоятельствах мы работаем со станциями Западного побережья США, направляя лучи в Центральную или Южную Америку.

Второй тип отклоненных путей попал в поле зрения тех, кто живет на Восточном побережье США и на среднем западе. Январь 1997г. запомнился им тем, что сигналы VK0IR на 80, а в особенности на 160 метрах, достигали максимума прямо над Европой (60°) вместо того, чтобы пойти по прямому короткому пути, который проходит через 110°. Это, скорее всего, не был случай кажущегося отклонения от овала полярного сияния из-за рефракции от слоя с более высокой ионизацией. Скорее всего, сигналы к нему привлекались!

Тем не менее, нельзя не сказать о том, что во время пребывания VK0IR на Heard Island геомагнитные условия были очень спокойными. Причины образования таких отклоненных путей могут быть разными. Давайте проанализируем первый случай.

3.3.1. Неоднородность ионосферы.

3.3.1.1. Механизм действия.

Обычной причиной отклонения сигналов от линии большого круга является горизонтальная ионизация ионосферы. Ученые еще не сошлись во мнении о том, что приводит к появлению этих градиентов, и я не видел ни одной модели, объясняющей практические наблюдения.

Мы часто представляем радиоволны, как одиночный пучок энергии, посылаемый в определенном направлении, преломляющийся в ионосфере и отражающийся от идеально плоской отражающей поверхности Земли.

Такое представление является стандартным, упрощенным методом визуализации радио распространения. Тем не менее, ВЧ энергия в большинстве случаев излучается в некотором диапазоне азимутов и углов излучения.

Ионосфера не является идеальным зеркалом и ее нужно представлять как облачную и неоднородную область, состоящую из слоев с разными уровнями ионизации. Радиосигнал значительно истощается, проходя через определенные области, чем через другие.

Cary Oler и Ted Cohen [142] указывают на то, что *«редкие, периодически возникающие облака в Е слое, которые не оказывают влияния на высокочастотные сигналы, могут значительно повлиять на 160 метровый сигнал благодаря усилению поглощения преломленных сигналов». Я думаю, что такие единичные Е-облака могут вызвать скачок по волноводу между F-слоем и Е-облаком. Единичное Е-облако в данном случае может считаться возможной причиной отклонения путей.*

В научных кругах все еще проходят бурные обсуждения точных механизмов, которые могут инициировать отклонение пути. Вот несколько регулярно возникающих, хорошо описанных отклоненных путей.

3.3.1.2. Классический пример: распространение ZL из Европы.

Новая Зеландия находится на 19000 километре короткого пути из моего QTH в Бельгии или на 21000 км длинного пути, близкого к тому, чтобы быть антиподом. Направление короткого пути из Бельгии в Новую Зеландию 25°-75°, а длинного пути – между 205°-255°. Когда я работаю ZL на 80 метрах на длинном пути во время зимы в Северном полушарии, сигналы всегда приходят через Северную Америку в направлении приблизительно 300° – это около 90° отклонения от направлении длинного пути большого круга. Путь не является путем большого круга, а отклонен так, как будто бы сигнал пытался покинуть Южное полушарие как можно скорее.

По мере приближения весны оптимальный путь между Западной Европой и Новой Зеландией переместится с направления через Северную Америку на направление через Центральную Америку (Февраль-Март). В конечном счете, связь через Южную Америку будет наилучшей позже (начиная с Апреля). Где-то в районе весеннего равноденствия качество сигнала на всех трех путях одинаково хорошее, а сила сигнала максимальна (см. обсуждение антиподного фокусирования в Разделе 1.4..4.5).

Теоретически существует неопределенное количество путей большого круга, ведущих к антиподу. Тем не менее, по причине того, что сигналы дальней связи распространяются только на темной стороне земного шара, количество направлений путей ограничится 180° (если предположить, что активность полярного сияния не препятствует распространению). В очень редких случаях это значит, что сигнал придет с равной амплитудой с сектора 180°, но при этом мы не упоминаем правильность фазы! Другой известный принцип говорит о том, что самые сильные сигналы приходят с направлений с минимальным затуханием сигнала. Хотя по утверждениям ученых взаимосвязи здесь нет, мои наблюдения показали, что эти направления проходят через области МПЧ.

Эти QSO из Новой Зеландии с Западной Европой являются примерами распространения в серой зоне. Ни один из этих благоприятных путей не совпадает с терминатором. Я обнаружил, что действующий путь приблизительно перпендикулярен терминатору во все времена года.

Подводя итоги, могу сказать, что в течение 30 лет я наблюдал такое явление: на 80-метровых длинных путях и на путях в области, находящиеся около антиподов, отклонение сигнала происходит таким образом, что сигнал явно проходит через максимально длинную из возможных дистанций в зимнем полушарии, на что указывает направление прихода сигнала.

3.3.1.3. Из Южной Америки через Северную Америку зимой (Северное полушарие).

Похожий тип отклонения пути наблюдается и на более коротких путях. Во время европейской зимы сигналы из Аргентины и Чили регулярно приходят в Европу по пути из Северной Америки с отклонением от направления большого круга практически на 90°.

Сигналы из Южной Америки проходят прямо на сервер для того, чтобы избежать летних условий в Южном полушарии и затем распространяются по направлению к Европе. Впечатляющим примером стал случай, когда я работал с 3Y1EE (Peter Is) на 80 метрах (28 Января 1987г.). Сигналы были полностью невнятными из направления большого круга и были довольно отчетливыми Q5 из 310° (проходя через Северную Америку). Точно также, когда я работал с GE0Y/SM0AGD на 160 метрах (Октябрь 1992г.) сигналы можно было прослушать только с помощью антенны Бевериджа, направленную на направление 290°, в то время как направление большого круга к острову Пасхи составляет приблизительно 250°.

3.3.1.4. Псевдо-длинный путь между Европой и Западным побережьем США.

Так называемый длинный путь на 80 метрах из области между Скандинавией и Западной Европой на Западное побережье США в действительности является другим примером изогнутого пути. Если взглянуть на распределение темной зоны на поверхности Земли (**рис.1.22** и **1.23**), то настоящий (обратный) длинный путь не вызовет вопросов, так как сигналы будут находиться в пути на протяжении 20000 км в зоне дневного света (через Африку, южную часть Индийского океана, Антарктиду и юг Тихого океана) при 13:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ или весь путь находится в зоне сумерек при 16:00 среднего времени по Гринвичу. В Европе направления лучей обычно показывают на оптимальный азимутальный угол, равный приблизительно 90°, что практически перпендикулярно терминатору. Вдоль всего пути сигналы меньше всего будут ослабевать в тех областях ионосферы, где МПЧ минимальна.

Таким образом, кажется, что они проходят по изогнутому пути, избегая областей с сильным поглощением.

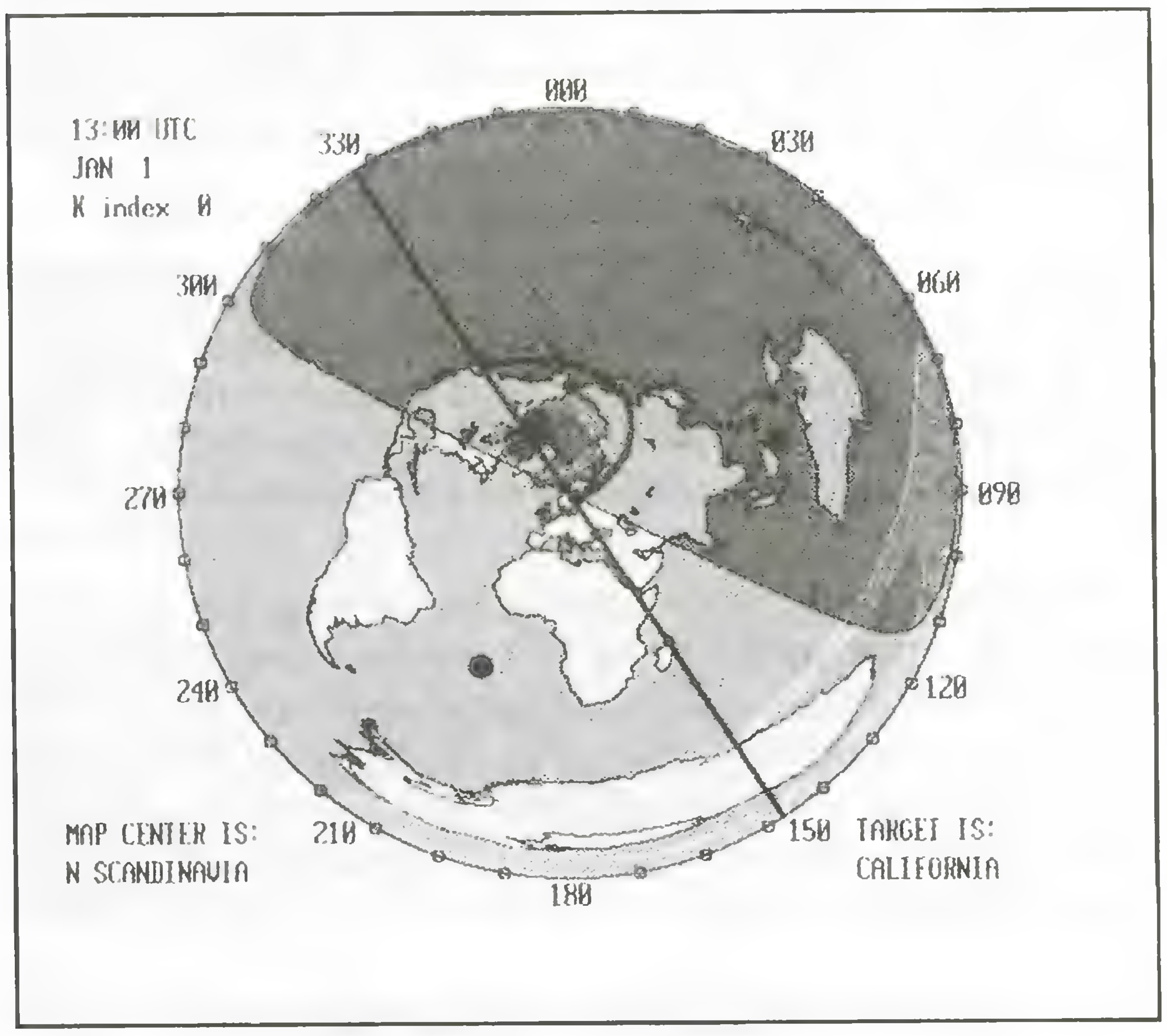


Рис.1.22. Длинный 80-метровый путь между Европой и Западным побережьем США не является ни коротким путем (более светлая линия), ни настоящим длинным (20000 км в области дневного света). Этот путь – изогнутый (изогнутая кривая линия). В Европе сигналы обычно приходят из направлений отклоненных на 70° - 110° от географического севера.
(Карта создана в DX-AID с дополнениями ON4UN).

OZ8BV сообщает о направлении 90°-100° при работе с Западным побережьем на длинном 80-метровом пути с юга Дании. Бен использует трехэлементную антенну Яги на высоте 54 метра (180 футов) и его место расположения достаточно надежно для того, чтобы подтвердить существование этого пути (настоящий длинный путь будет находиться между 150° и 160°).

D. Riggs, N7AM, использующий вращающийся квадрат для 80 метров написал:

> *«Мы узнали о том, что 80-метровый длинный путь между северо-западом Тихого океана и Скандинавией следует за минимально применимой частотой. Я всегда думал, что длинный путь в Европу не проходит через экватор, а покидает нас на 240°, а так как значение максимально применимой частоты на экваторе самое высокое, он не может продолжаться на 240°, а отклоняется на запад, проходя под Гавайями через Филиппины, под Японией через Азиатский континент в Скандинавию. Таблицы МПЧ подтверждают этот факт. Тот факт, что длинный путь в Европу проходит севернее экватора доказан северными европейцами и позднее пиком на Западном побережье».*

В течение 1996-1998гг. были проведены несколько QSO с Западным побережьем и Скандинавскими странами на 160 метрах. SM4CAN, SM4HCM и SM3CVM подтвердили, что все сигналы приходили прямо с запада (90°), вместо короткого пути (135°) или длинного пути (145°). N7UA утверждает, что он использовал JA антенну Бевериджа, так как станции не прослушивались на антенну Бевериджа, направленную на Европу. SM4HCM назвал этот путь «изогнутым путем, длина которого находится между длинной и короткой» (см. **рис.1.24**). N7UA добавил, что

> *«...чем меньше частота, тем больше длинный путь сдвигается по направлению к северу далеко от обратного направления».*

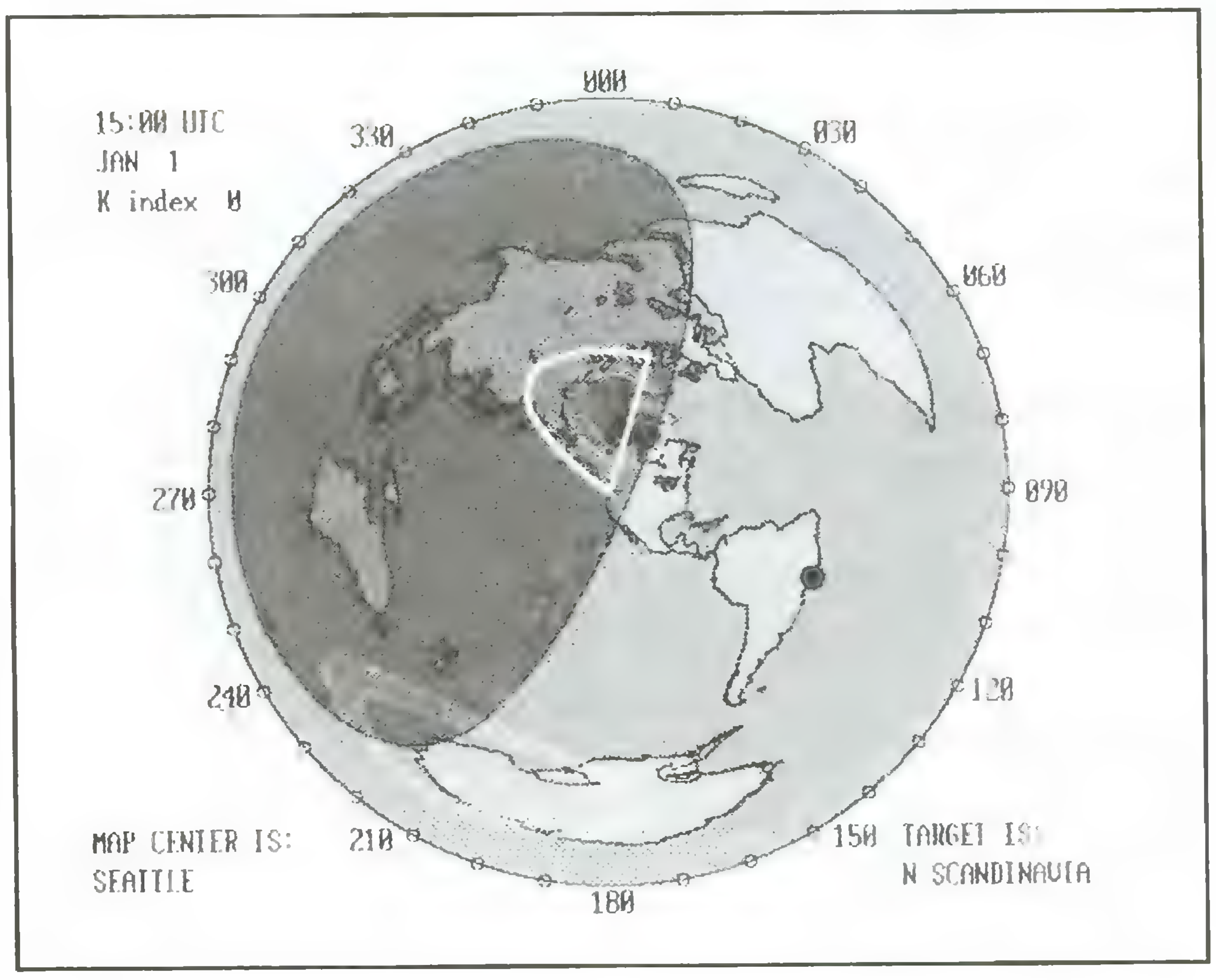


Рис.1.23. Карта большого круга с центром в Сиэтле, на которой показан 160-метровый путь для контактов с Северной Скандинавией при 15:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ в зимнее время. Настоящий путь является изогнутым (белая изогнутая линия). На обоих концах пути направление перпендикулярно терминатору, который расположен неподалеку. Распространение вдоль терминатора в зоне сумерек невозможно, потому что в этой зоне поглощение в D-слое слишком сильно.
(Карта создана в DX-AID с дополнениями ON4UN).

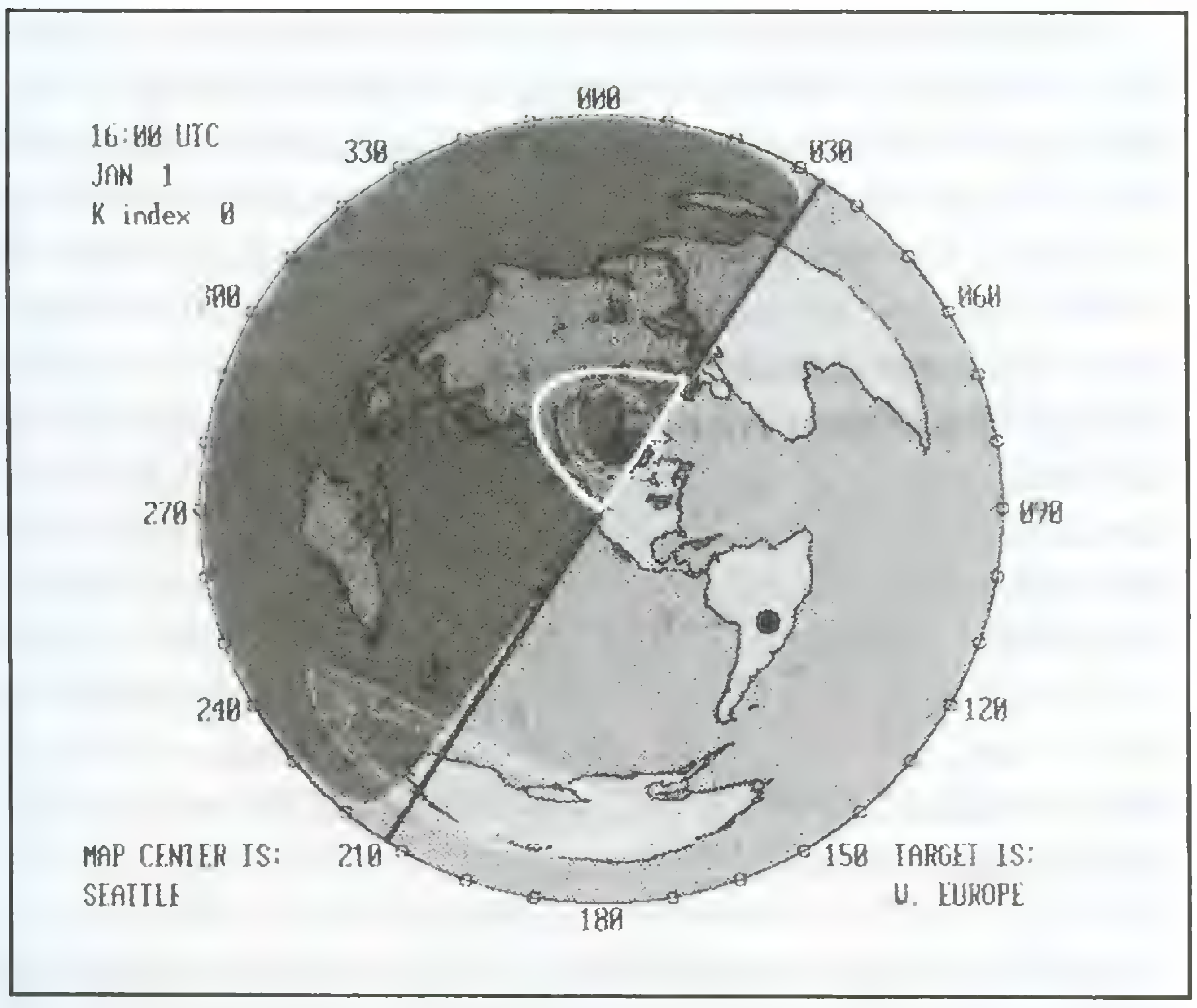


Рис.1.24. Карта большого круга с центром в Сиэтле, на которой показан так называемый 80-метровый длинный путь в Западную Европу (белая изогнутая линия) во время зимнего солнцестояния при 1600 среднего времени по Гринвичу. Этот путь является четко выраженным изогнутым путем, который окаймляет овал полярного сияния. Тем не менее, настоящий длинный путь, проходящий вдоль терминатора, открыт для 40 метров. *(Карта создана в DX-AID с изменениями ON4UN).*

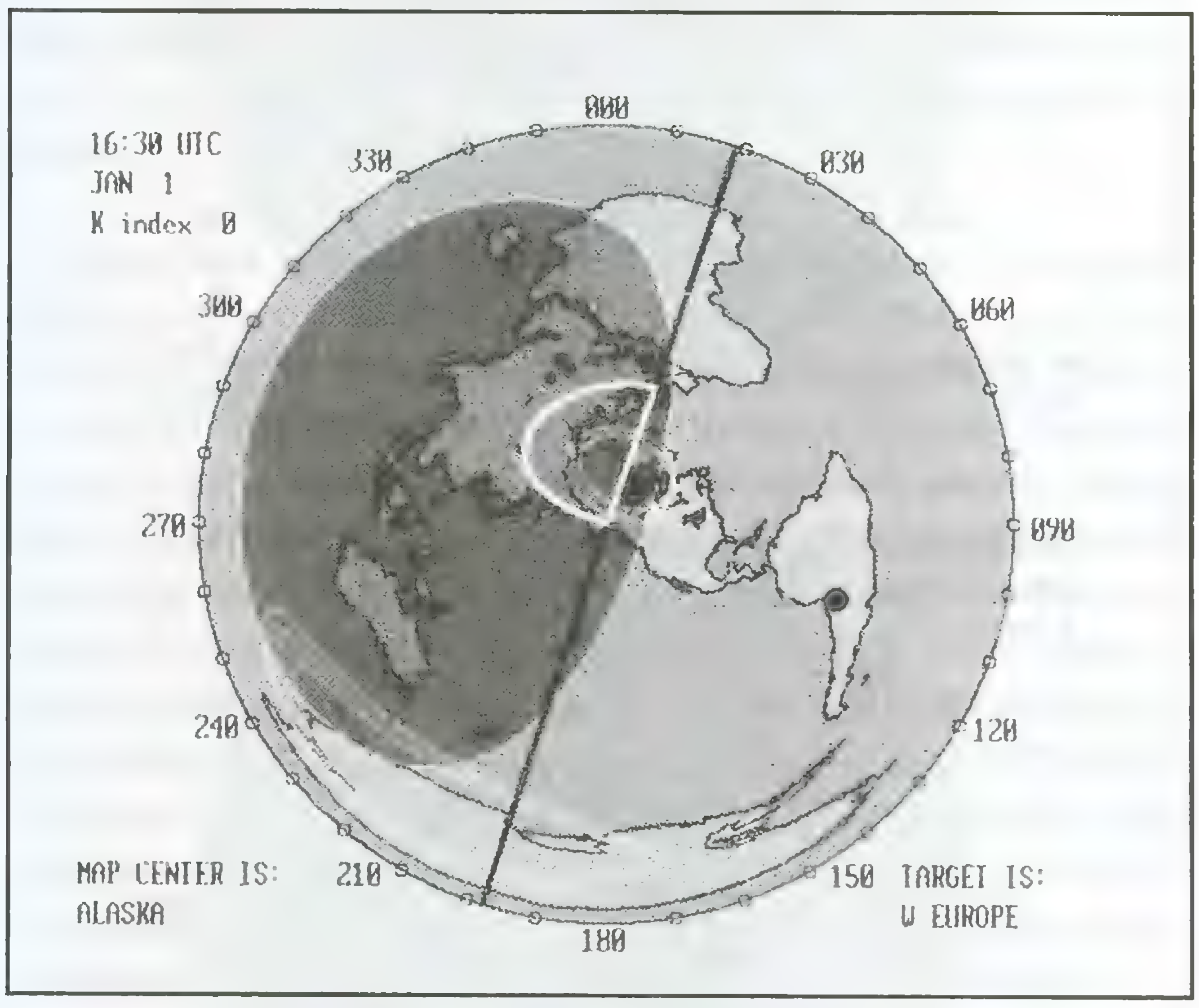


Рис.1.25. 80-метровый путь из Аляски в Западную Европу при 1630 среднего времени по Гринвичу во время зимнего солнцестояния. Прохождение по настоящему длинному пути абсолютно невозможно, так как приблизительно 25000 км его длины находится в зоне дневного света. Настоящий короткий путь проходит в зоне сумерек, поэтому на этом пути степень ослабления сигнала высока. Действительно возможный путь начинается на Аляске, продолжается в западном направлении и заканчивается в Европе, на восточном направлении короткого пути. Заметьте, что два реальных направления сигнала перпендикулярны терминатору. (*Карта создана в DX-AID с дополнениями ON4UN*).

Кажется, что все вышесказанное относится к такому принципу, что чем меньше частота, тем легче градиент горизонтальной ионизации вызовет отклонение пути (см. Раздел 3.3.1.1. и [147].

Для возникновения отклонения пути необходимы градиенты горизонтальной ионизации.

3.3.1.5. Из Европы на Аляску.

Помимо так называемого короткого пути между Европой и KL7 мы также можем работать с Аляской на так называемом длинном пути на 80 метрах (который в действительности таковым не является) перед восходом солнца на Аляске и закатом солнца у нас. В это время (при 16:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ во время зимнего солнцестояния) сигналы приходят в Европу с востока/северо-востока. Это, скорее всего, изогнутый путь через Сибирь на Аляску, который не затрагивает пояс северного сияния (**рис.1.25**) и который, конечно, не является настоящим (обратным) длинным путем.

Если бы путь был настоящим длинным путем, он проходил бы через Южный полюс, который в это время года находится в области дневного света. KL7Y замечает, что сигналы приходят с юго-запада, отклоняясь от настоящего длинного пути приблизительно на 45°.

Но, когда геомагнитные условия долгое время остаются спокойными, сигнал иногда получает возможность пройти через центр зоны полярного сияния.

Я вспоминаю удивительный QSO, произошедший в 1970 с KL7U на 80 метрах при 16:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ. Его было слышно только на направлении 350°, которое является прямым коротким путем, проходящим прямо через магнитный Северный полюс (прямая линия короткого пути на **рис.1.25**). Во время контакта QSO мог быть с легкостью определен, как QSO на длинном пути. Тем не менее, он таковым не являлся, так как сигналы приходили не с настоящего направления длинного пути (приблизительно равного 160°), а, в большинстве своем, с обычного направления короткого пути. Очевидно, что такое может случаться только при полном поглощении в полярном сиянии, так как этот путь проходит прямо через магнитный Северный полюс. Этот путь является эквивалентом пути из JA в Европу.

3.3.1.6. Пример Heard Island.

Пример с VK0IR был подробно описан выше. С точки зрения отклонения этот путь очень похож на путь из Европы в Новую Зеландию. Это значит, что сигналы лучше всего проходят через области с низкой МПЧ. Таким образом, путь с Heard Island на западное побережье США (и средний запад) по большей части проходит через Северное полушарие, избегая областей с высокой МПЧ на юге. Максимально благоприятные условия для изогнутого пути возникают тогда, когда оба конца пути находятся на направлении, перпендикулярном терминатору (см. раздел 1.4.4.1). Это объясняет то, почему в Январе 1997г. сигналы были приняты на Западном побережье США через изогнутый путь, проходящий через Европу (см. **рис.1.9С**).

3.3.2. Уклонение от зон полярного сияния.

Второй причиной отклонения путей является необходимость избегания встреч с овалом полярного сияния.

В Северном полушарии во время полярного сияния длинноволновые сигналы часто приходят с направлений, которые находятся намного южнее, чем можно было бы ожидать.

Путь между западом Северной Америки и Европой часто оказывается под влиянием этого явления, так как магнитный Северный Полюс находится прямо на этом пути. Путь между Японией и Европой подвержен намного меньшему влиянию.

Как полярное сияние, так и его влияние на радио распространение выше были описаны детально. Давайте проанализируем несколько путей, которые часто подвергаются воздействию полярного сияния. Для того, чтобы увидеть эти пути возьмите глобус, карту или зайдите в вашу любимую программу, которая покажет вам овал полярного сияния. В DX-AID (см. Раздел 2.2.7.2.) вы можете построить пути большого круга и, вводя разные значения индекса К, наблюдать за тем, какой вред наносит овал полярного сияния.

Короткий путь между западным побережьем США и Западной Европой всегда был «критическим» из-за пересечения овала полярного сияния с путем большого круга. По той же причине короткий путь на отрезке между Западным побережьем и Северной Скандинавией встречается очень редко (Северная Скандинавия находится внутри овала полярного сияния).

На **рис.1.26А** показан путь между Западной Европой и Сиэтлом (во время зимнего солнцестояния) на восходе солнца в Европе при К индексе равном нулю. Овал полярного сияния находится в своих минимальных размерах и, несмотря на то, что большой круг проходит через овал полярного сияния, ослабление сигнала, скорее всего, будет минимальным, так как сигнал либо пройдет под ионосферой узкого овала, либо обойдет овал. На **рис.1.26В** изображено то же самое для К индекса, равного 9 (сильные магнитные помехи). Заметьте, что ширина овала максимальна и равна большой оси. При таких условиях, когда Сиэтл находится на границе овала, шансов избежать встречи с ним немного. Как правило, станции, находящиеся южнее (например, станции Южной Калифорнии), делают это, связываясь с Европой через Южную Америку.

Я помню один впечатляющий случай, когда я сделал хороший QSO с W6RJ на 80 метрах. Боб использовал антенну KLM – Яги, направленную через Южную Америку, тогда как я использовал свою южно-американскую антенну Бевериджа, чтобы услышать его. Прямой путь, проходящий через овал полярного сияния, в то время был полностью закрыт. Очевидно, что сигнал намного сильнее ослабевает при прохождении по изогнутому пути по сравнению с прямым путем, на котором отсутствует поглощение в полярном сиянии. Таким образом, только станции, оснащенные хорошими антеннами, могут регулярно использовать этот путь.

W0ZV сообщил о похожем отклонении 160 метрового пути из Колорадо. Однажды Bill (в апреле 1988г.) работал с SM6CPY, находясь в центре сильнейшей магнитной бури, направляя излучение по направлению 110°, тогда как прямое направление равно 27°!

Еще более ярким примером отклонения пути, причиной которого стал овал полярного сияния, является 80-метровый путь между Европой и Аляской. Если взглянуть на карту или глобус, то можно увидеть путь большого круга, длина которого составляет приблизительно 7500 км и он проходит прямо через магнитный Северный полюс. Расстояние приблизительно равно расстоянию между Западной Европой и Флоридой. Прохождения напрямую по короткому пути между Европой и Аляской – редкое исключение, которое возможно несколько раз в году, когда К индекс равен нулю в течение некоторого периода времени. Основным отличием между случаем с Аляской и случаем с Сиэтлом является то, что путь из Сиэтла отклоняется намного сильнее при огибании овала. Из-за того, что Аляска расположена севернее, она, в действительности, находится внутри овала полярного сияния.

W4ZV, который многие годы работал в Колорадо как W0ZV отмечает, что он никогда не встречал отклоненных путей из Колорадо в JA, так как направление JA (315°от Ко-

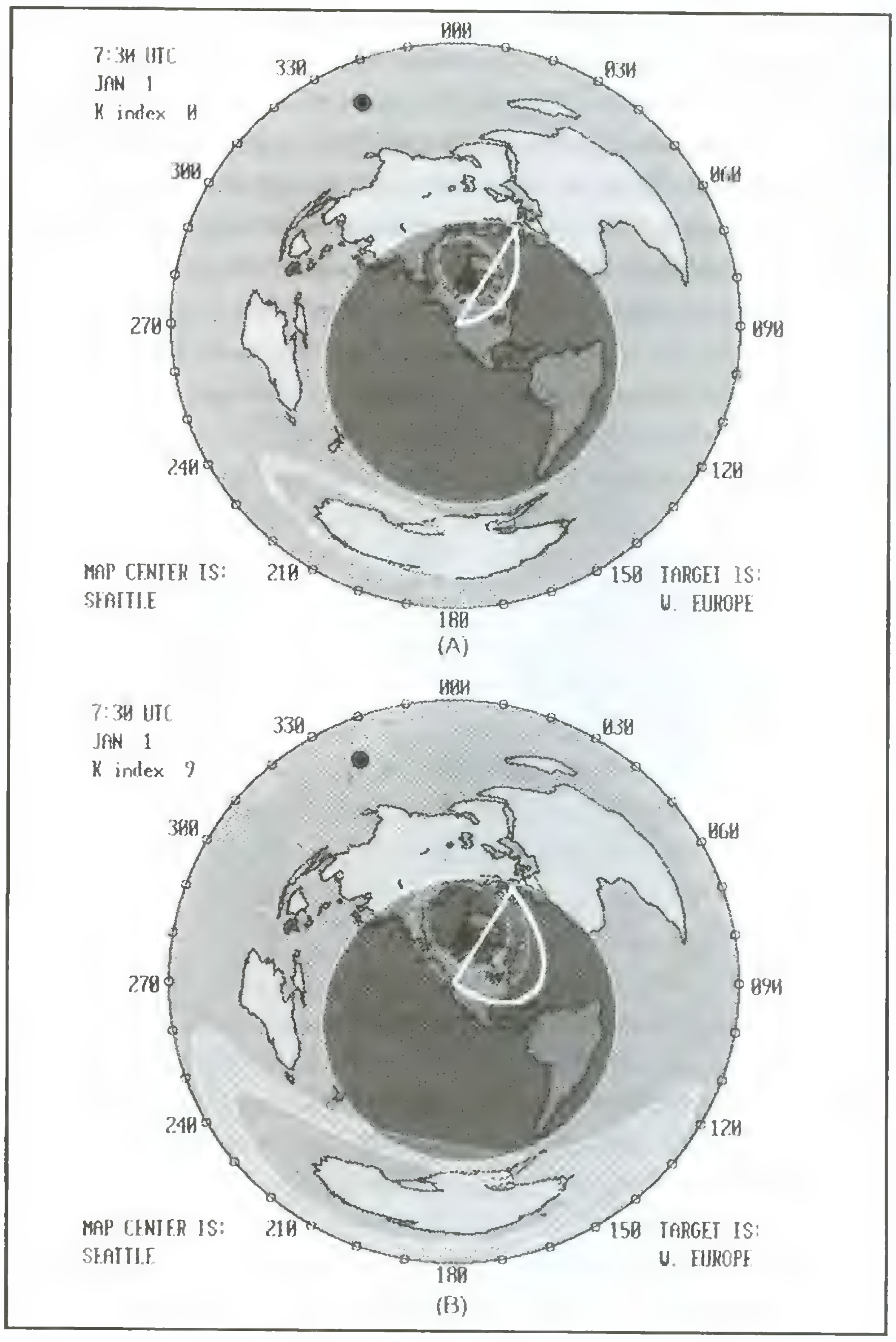


Рис.1.26. «Короткий» путь с Западного побережья в Европу на 80 метрах. На А показана минимальная геомагнитная активность (K=0), а сигнал проходит либо по настоящему прямому пути, либо слегка отклоняется в южном направлении. На В показана ситуация для К индекса, равного 9 (сильные помехи). Обратите внимание на размеры зоны полярного сияния. Единственным способом пробиться в Европу для станций, находящихся на обоих концах пути, является вещание в направлении Южной Америки. (Карта создана в DX-AID с дополнениями ON4UN).

лорадо) ничуть не ближе к магнитному Северному полюсу (13° от географического Северного полюса). Он также добавил, что работал с Европой намного чаще из Колорадо на свою антенну Бевериджа, направленную на 70°, чем на антенну, направленную на 40°, направление которого совпадало с направлением пути большого круга. В очень сложных геомагнитных условиях (К индекс равен 6) сигналы даже будут на его антенне Бевериджа, направленной на 110°! W4XV, сейчас находящийся в Северной Калифорнии, подтверждает то, что похожий путь существует с Западного побережья США на дальний Восток. Во время геомагнитных помех сигналы из JA часто отклоняются в южном направлении.

Похожие наблюдения были описаны N5JA (Техас), который утверждает, что обнаружил лучшее направление для UU4JMG, изменяющееся в диапазоне от 40° при 01:45 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ до 60° при 02:15 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ, до 90° при 02:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ и, наконец, до 120°! Он также заметил, что изменения происходят и в других областях:

> *«Я наблюдал, как ON4UN в течение нескольких лет стал хорошо различим на 90°, затем он стал лучшим на 60°, а затем – первым на 40° и 20° антеннах Бевериджа.»*

K0HA, высококлассный мастер длинноволнового диапазона из черной дыры США (Небраска) рассказал о похожих случаях более качественного прослушивания Европейских станций на его антенну Бевериджа, направленную на 140° по сравнению с антеннами, направленными на 43° или 86°.

Приведем один из наиболее впечатляющих примеров изогнутого пути на 160 метрах во время первой ночи конкурса CQ-160-M в Январе 1991г.: За исключением VE1ZZ ни одной Североамериканской станции не было слышно до тех пор, пока среднее время по Гринвичу не достигло 0400. В то время Североамериканские станции начинали довольно слабо пробиваться, но их было внятно слышно только в направлении Южной Америки (240°). Ни одного сигнала не было принято с обычного 290-320° направления! Между 04:00 и 07:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ станции 80 W/VE работали в 25 штатах/провинциях. Все сигналы приходили через Южную Америку, включая K6RK в Калифорнии! На Североамериканском Бевеердже можно было работать только с некоторыми из тех станций.

Появление всех этих изогнутых путей, скорее всего, вызвано магнитными помехами, так как они появляются только во время периодов высокой геомагнитной активности.

В целом, можно сказать, что отклонение путей – обычное явление во время неблагоприятных магнитных условий. Степень отклонения может колебаться от 30° до 90° (южнее) от нормального направления большого круга.

3.3.3. Изогнутые полярные пути во время зимнего солнцестояния или псевдо-длинные пути.

3.3.3.1. Из Европы в Японию.

На севере Европы мы можем работать с Японией на 80 метрах во время зимнего солнцестояния сразу после восхода солнца у нас (СРЕДНЕЕ ВРЕМЯ ПО ГРИНВИЧУ 07:45). Самым распространенным прохождением в Японию на 80 метрах является прохождение на восходе солнца в JA при 22:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ. Сначала у вас появится искушение назвать другое прохождение при 0745 среднего времени по Гринвичу – прохождением длинного пути. Тщательный анализ с использованием направленных принимающих антенн показал, что сигналы приходят с направления, слегка отклоненного на восток или на запад, а не с направления настоящего длинного пути 210°. Прохождение в 07:45 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ довольно короткое в моем QTH (обычно от 15 до 30 минут (максимум) во время зимнего солнцестояния).

На **рис.1.27** показан длинный путь большого круга, проходящий вдоль терминатора, вдоль серой линии, и не являющийся типичным примером распространения в серой зоне, в котором низкочастотные сигналы распространяются более или менее перпендикулярно терминатору. Эти условия далеки от идеальных с точки зрения ослабления сигнала, а сигналы на пути JA существенно слабее сигналов, принимаемых из Японии с того же направления, но на восходе солнца в JA. Распространение в длинноволновом диапазоне на длинные расстояния вдоль терминатора не являются правилом. Если такие сигналы и существуют, они значительно слабее, чем можно обычно ожидать при распространении на такие же расстояния на путях, которые не проходят вдоль терминатора.

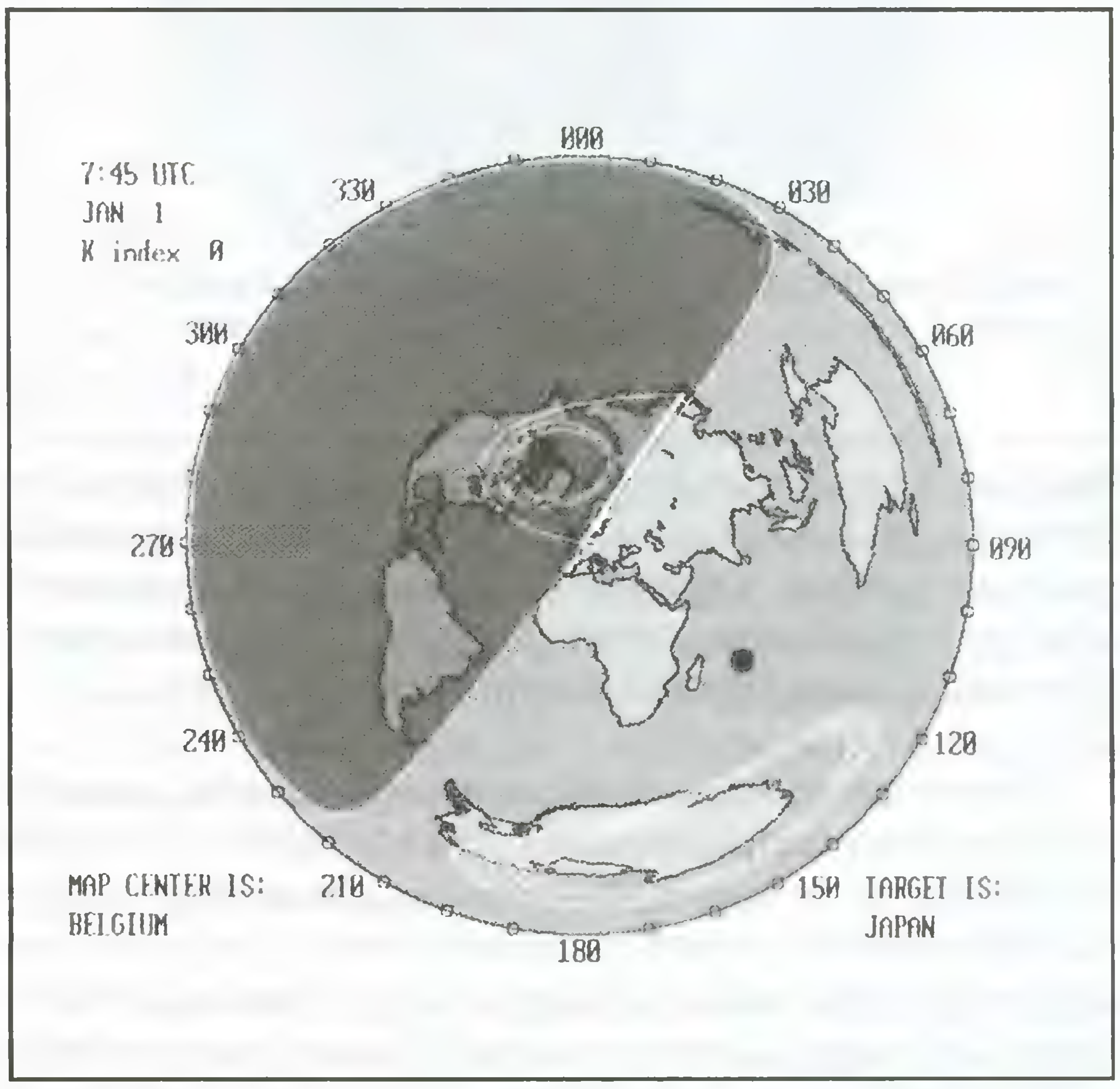


Рис.1.27. Прямой короткий путь между Европой и Японией на восходе солнца в Европе во время зимнего солнцестояния является примером распространения, которое, скорее, исключение, чем правило. Если добавить овал полярного сияния на карту большого круга с рис.1.21, мы увидим, что альтернативный путь (светлая кривая линия) обойдет кругом овал полярного сияния. Конечные отрезки пути будут перпендикулярны терминатору, и в теории этот путь будет наиболее приемлемым. Но в действительности, тем не менее, я никогда не слышал сигналов JA, появляющихся с северо-востока по этому пути в это время суток. Вместо этого, сигналы приходят по короткому пути их Японии. *(Карта создана в DX-AID с дополнениями ON4UN).*

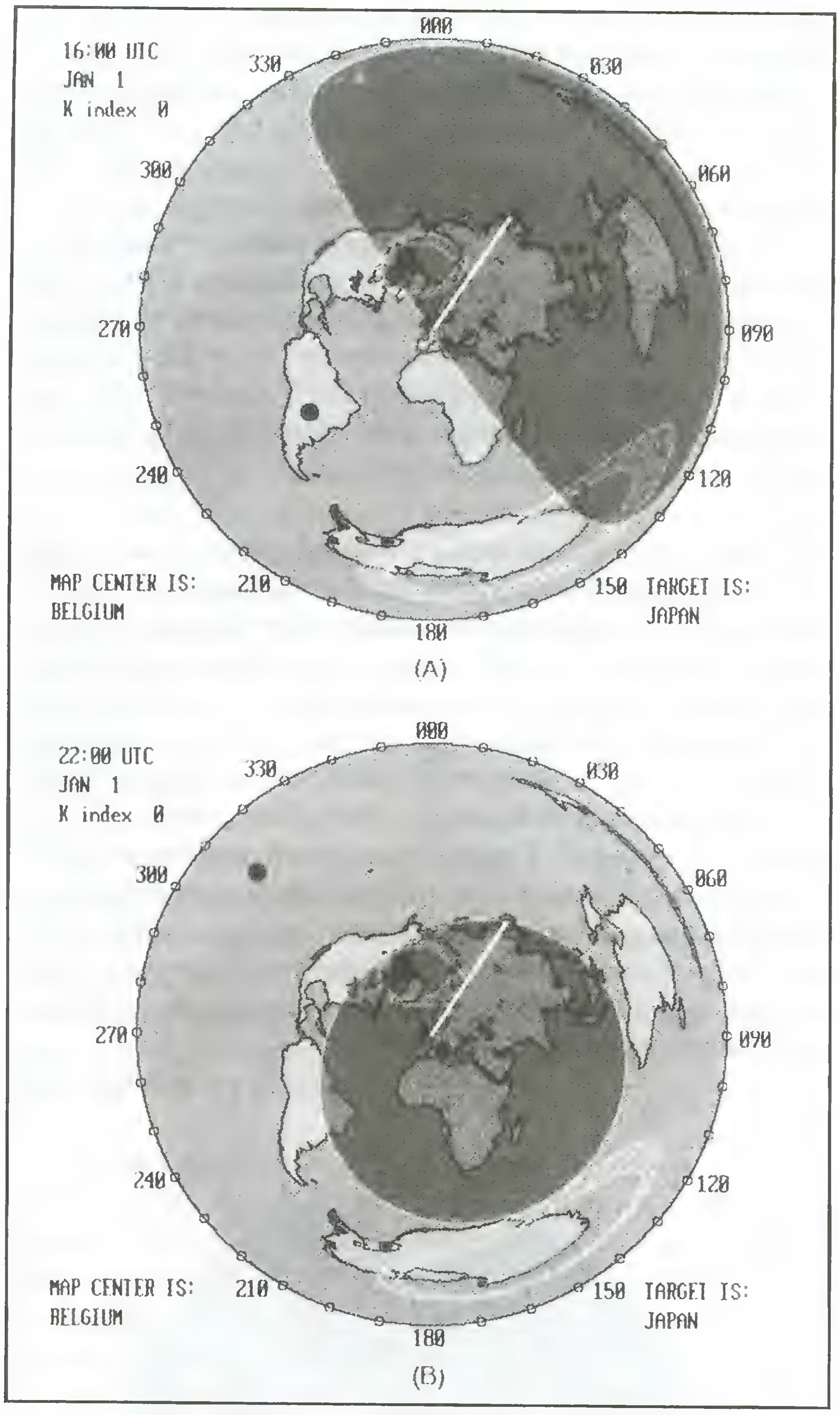


Рис.1.28. Классические пути между западной Европой и Японией. На А показана ситуация на закате в Европе, а на В – на восходе в Японии. В обоих случаях направление пути практически перпендикулярно терминатору. *(Карта создана в DX-AID с дополнениями ON4UN).*

Если взглянуть на распространение в темноте/дневном свете по всему миру в это время (07:45 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ во время зимнего солнцестояния), то можно увидеть возможность распространения более чем по одному пути. Вы увидите несколько путей, варьирующихся от настоящего короткого пути (30°) до альтернативных путей, слегка изогнутых в восточном или даже в западном направлении от магнитного Северного полюса, проходящих через темные зоны. Эти альтернативные изогнутые пути проходят прямо через зоны полярного сияния на Северном полюсе и, таким образом, являются носителями более сильных сигналов, чем пути вдоль терминатора.

Несколько лет назад Hoppe и другие [108, 118] считали, что распространение коротковолновых сигналов в зоне серой линии проходит вдоль терминатора, как и в случае с длинноволновым диапазоном. Тем не менее, неоднократно было доказано, что это не является правилом для длинноволнового диапазона, где наиболее впечатляющие случаи улучшения распространения всегда происходят на путях, перпендикулярных терминатору. (см. также раздел 1.3. и 1.3.1). Короткий путь из Европы в Японию при 07:45 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ во время зимнего солнцестояния является замечательным исключением из общего правила.

Часто такие специфические пути распространения (проходящие приблизительно вдоль терминатора) очень избирательны с точки зрения области прохождения, возможно потому, что здесь задействован механизм волновода, возникающий только при определенных условиях входа и выхода. В нескольких случаях у меня была возможность работать с несколькими станциями JA с сигналами, достигающими S9, в то же время, когда эти станции считались необнаруживаемыми в Германии, находящейся всего в нескольких сотнях километров от меня. Во всех случаях сигналы были наиболее громкими тогда, когда они приходили с направления 10° северо-востока. В Японии прохождения, скорее всего, тоже сильно зависят от области прохождения. Север Японии (JA7 и JA8) начинает прохождение. Через полчаса к нему присоединяется центральная часть, а юг Японии чаще всего запаздывает для такого прохождения в моем QTH.

Во время зимнего солнцестояния временной промежуток между закатом на севере и закатом на юге Японии равен 1.5 часам.

На 40 метрах ситуация в чем-то похожа, но, в основном, сильно отличается от вышеописанной. При 07:45 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ во время зимнего солнцестояния 40 метровые сигналы JA приходят с севера или северо-востока (как на 80 метрах), но когда путь постепенно сходит на нет, спустя 15-30 минут, его немедленно заменяет настоящий длинный путь, на котором сигналы приходят через Южную Америку вдоль терминатора, как показано на **рис.1.21**. Я никогда не встречал этого настоящего длинного пути через южную Америку на 80 метрах, не говоря уже о 160 метрах.

На восходе солнца JA при 22:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ короткий путь проходит практически под прямыми углами к терминатору (см. **рис.1.28А**). С этой точки зрения прохождения при 16:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ и 22:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ почти идентичны. Тем не менее, в действительности для Европы прохождение при 22:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ намного лучше. Может быть благодаря тому, что 16:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ – это середина ночи в Японии!

3.3.3.2. Из Новой Англии в Японию.

Браун, NM7M, проанализировал похожий путь [140] для 160 метров: W1 в JA . Он также обнаружил два прохождения. Одно он называет путем «серая линия» (прохождение при 21:40 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ во время зимнего солнцестояния), а другое – путем «черная линия». Я думаю, что предыдущий путь является наиболее нетипичным для низких частот, даже если оба конца находятся в зоне сумерек (ситуация двойной серой линии). Насколько я понимаю, небольшое количество слышимых или принимающихся на этом пути приходят с северо-восточного направления, которое является изогнутым путем через Европу. Смотри **рис.1.29А**.

Теоретический путь большого круга между W1 и Японией при 21:40 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ также проходит параллельно терминатору, таким образом, улучшения не должно происходить. Альтернативный изогнутый путь проходит через Европу и еще раз испытывает благоприятные условия выхода сигнала (направление пути перпендикулярно терминатору) на обоих концах пути.

Угол расположения пути большого круга при 12:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ по отношению к терминатору равен 50°. Общеизвестно, что многие из этих путей отклонены в южном направлении (угол с терминатором приближается к 90°). Прохождение при 12:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ является односторонним прохождением в серой линии, так как оно проходит на восходе солнца на Западном побережье (**рис.1.29B**).

QSO, конечно, были сделаны намного раньше (09:45 СРЕДНЕЕ ВРЕМЯ ПО ГРИНВИЧУ). В то время путь «черная линия» обычно возникал в полночь в точке, находящейся посредине пути (**рис.1.29C**). Здесь также, обычным является легкое отклонение от полярных районов. В это время дня улучшения сигнала благодаря явлению серой линии не происходит, так как оба конца линии находятся в темноте.

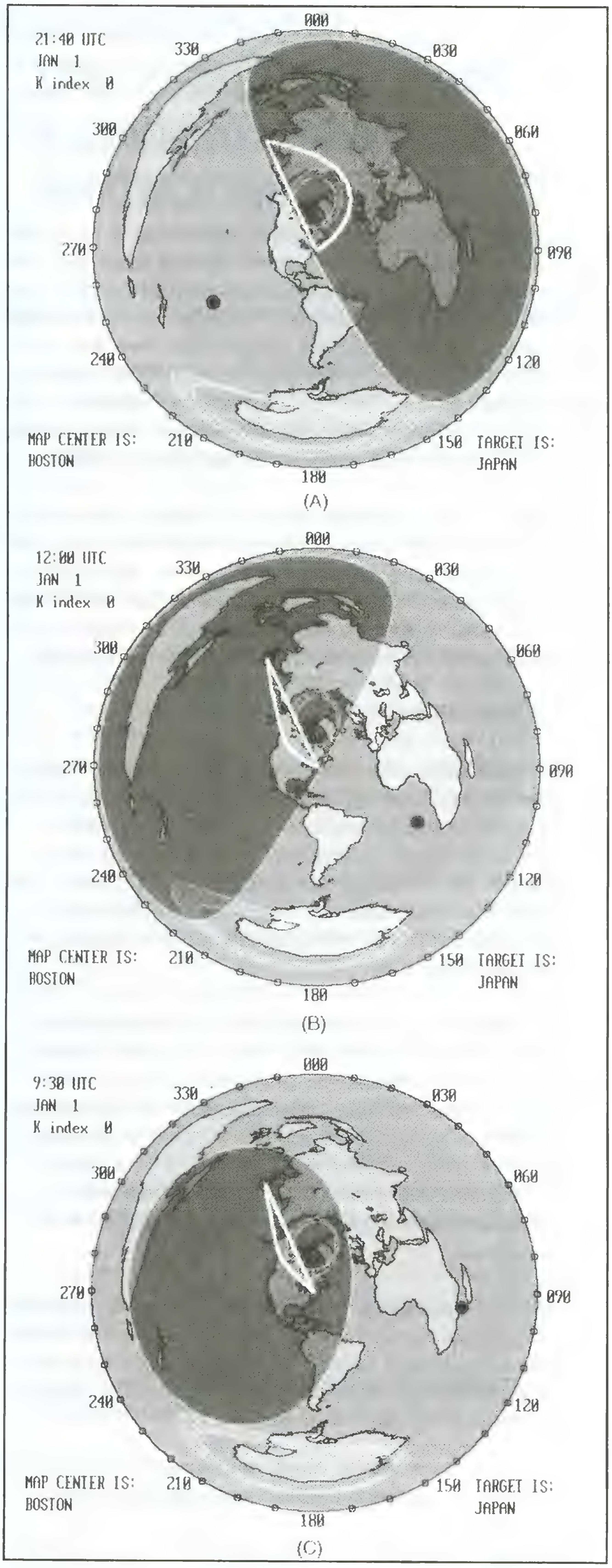
3.3.3.3. Другие пути.

Похожие пути существуют на 80 метрах во время зимнего солнцестояния между Калифорнией и Центральной Азией (Монголией) при 00:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ, между Западной Европой (Москва) и северной частью Тихого океана (остров Пробуждения) при 06:15 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ и между Западным побережьем США (и северной частью среднего Запада в США) и северной Скандинавией при 12:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ.

Все эти полярные пути проходят на востоке Северного полюса и не должны попадать под влияние полярного сияния в отличие от путей, проходящих через западную его часть. Используйте глобус, карту или компьютерную программу (например, DX-AID), чтобы визуализировать пути, которые, скорее всего, при необходимости обойдут пояс полярного сияния.

3.3.4. Выборочные пути/области.

Я часто задавался вопросом, каким образом станции DX или даже DX-педиции могут связываться в длинноволновом диапазоне, в то время, как масса станций осуществляют вызов после того, как QSO уже начался. Мы все были свидетелями случаев, когда 80% участников просто продолжают вызывать (особенно в Европе)! Для наблюдателя, находящегося в центре этих вызовов, все это выглядит как настоящий хаос.



(A)

(B)

(C)

Рис.1.29. Два прохождения (для 160 и 80 метров) из Новой Англии в Японию. На А показан теоретический прямолинейный короткий путь при 21:40 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ, который проходит вдоль терминатора прямо через овал полярного сияния. На самом деле сигналы распространяются совсем не так. Конечные отрезки наклонного пути через Европу (кривая светлая линия) расположены под прямыми углами к терминатору. На В показано утреннее прохождение при 12:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ. В действительности сигналы приходят в Новую Англию скорее с направлений, находящихся западнее, чем с направления короткого пути для того, чтобы обогнуть овал полярного сияния. На С показан ночной путь («черная линия») (нарисован белым) при 09:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ. Даже в это время направление часто отклонено на юг от прямого пути. ***(Карта создана в DX-AID с дополнениями ON4UN).***

Я уверен в том, что выборочный пропуск является причиной того, почему станции DX могут работать со станциями в этом кажущемся хаосе. ZS6EZ – выдающийся радиолюбитель длинноволнового диапазона и участник DXпедиций сказал:

«В моей DXпедиции я часто уподоблялся лучу прожектора, когда внятно слышно было только одну маленькую область, которая постоянно перемещалась со временем. Ее передвижения были спонтанными. В одном прохождении вы можете работать с W1, W8, W9, W0, W3, W4, W5, W0, W7, W0, W9 и т.д. Участника невозможно различить, только несколько станций одновременно». Он добавляет: «Вот почему я могу поспорить с аргументом, что Стена восточного побережья не сдерживает большинство прохождений в Африку на восходе солнца. Если 'прожектор' направлен на Западное побережье, другое побережье даже неразличим».

John, K4TO, привел свои комментарии того же вопроса:

«Я также наблюдал, что при заданном распространении в определенную область один сигнал может быть на 10 dB сильнее другого, даже если обе станции работают на одинаковой мощности с похожими антеннами. Ситуация меняется через несколько секунд. Станция, которая была сильнее, теряет свои позиции. Убедившись в этом на собственном опыте, я практически перестал беспокоиться о том, как будет складываться моя работа с конкретной станцией DX. Я знаю, что рано или поздно, распространение повернется ко мне лицом. Я бы хотел, чтобы как можно больше DXеров испытали это на собственном опыте. Я думаю, что тогда многие бы просто расслабились и больше наслаждались своим хобби. Это позволило бы сильно усовершенствовать техники и способы работы».

Я думаю, что избирательность в отношении области может частично возникать из-за чередования поляризации сигналов на 160 метрах. Это также может служить объяснением медленного QSB, которое мы часто наблюдаем в верхней части диапазона. Иногда нам необходимо несколько минут подождать того момента, когда поляризация «вернется», чтобы снова услышать минимальный сигнал. Вот почему в верхней части диапазона, куда входят слабые сигналы, важно с первой попытки получить полный вызов. Часто секундная попытка услышать частично полученный вызов приносит мертвую тишину, а через минуту или больше тот же самый сигнал медленно появляется из шума.

Волноводное распространение между слоями E и F дает другое возможное объяснение эффекту «прожектора». Остановка прожектора происходит при обнаружении станций с подходящими углами запуска, такими, что ВЧ сигналы могут войти и выйти из волновода.

Dan Robbins, K7LY, размышлял над еще одной теорией, которая должна поспособствовать объяснению явления выборочного распространения. Его работа с ВЧ радарами позволила ему сделать вывод о том, что ионосфера может выступать в качестве «фильтра» для угла излучения

«Вблизи МПЧ большие углы «отфильтровываются». Но, если частота ниже МПЧ, малые углы также могут быть «отфильтрованы». Если углы отфильтрованы – они больше не существуют, а распространение будет продолжаться снова и снова в небольшом диапазоне углов, даже если условия «фильтрации» отпадают при дальнейших скачках. Если диапазон допустимых углов узок, распространение будет происходить на небольшие расстояния от передающего устройства, так как дистанция представляет собой функцию от угла излучения. Вот почему один работает с S9DX, а его товарищ в 300 милях от него не слышит ничего. Вот почему полоса частот умирает для всех, кроме этого громкого 3B8 или кого-нибудь еще».

Другими словами, для любого заданного пути существует оптимальная частота и оптимальная область углов излучения, которые дают максимальный сигнал. Если мы ограничены одним значением частоты, то существует один диапазон оптимальных углов излучения для этого пути. Если верить тому, что говорит Dan Robbins, диапазон оптимальных углов может быть иногда на удивление узким – настолько узким, что для него можно назвать практически все примеры выборочного распространения.

К счастью, большинство антенн, которые мы используем в длинноволновых диапазонах, имеют довольно широкие вертикальные лепестки, которые не имеют ничего общего с решетками, используемыми в загоризонтных радарах. То есть, эффект «выборочности угла» сильно смягчается широким лепестком нашей передающей антенны.

3.3.5. Заключение.

В длинноволновых диапазонах мы постоянно наблюдаем отклонение путей. Я имею ввиду, что на одном конце (или, что более вероятно, на обоих концах) сигнал приходит с направления, которое сильно отличается от направления большого круга. Существует такое огромное количество документальных подтверждений этому, что сомнений в существовании отклоненных путей не остается.

Для оператора длинноволнового диапазона важно знать, что эти отклоненные пути – довольно распространенное явление - и предвидеть их возникновение. Многие наблюдения показывают, что существует четкая связь между отклонением путей и высокой геомагнитной активностью. В этих случаях кажется, что сигналы приходят из областей, удаленных от овала полярного сияния, что кажется довольно логичным.

Тем не менее, существует множество документально описанных случаев отклонения путей сигнала, которые не проходят через области высоких широт. Эти случаи очевидного отклонения пути нельзя связать с усилением геомагнитной активности.

4. ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ УСПЕШНОЙ СВЯЗИ В ДЛИННОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ.

4.1. Информация о восходе/закате солнца.

Теперь, когда вы прочитали все вышеприведенные абзацы, постараемся применить знания на практике. Самым важным инструментом, что бы ни говорили, является информация о закате/восходе солнца. Я использую таблицы, собранные в буклеты, так как это гораздо быстрее, чем запускать компьютерную программу, несмотря на то, что множество программ содержат данную информацию.

4.1.1. Таблицы восхода/заката солнца ON4UN.

В буклет с таблицами, содержащими информацию о закате/восходе солнца, который я создал несколько лет назад, включена информация о времени восхода/заката солнца в 500 различных частях земного шара (100 из которых находятся в США). Шаг равен половине месяца. На **рис.1.30** показан пример распечатки для одного места расположения.

Я испробовал все средства, способствующие распространению, которые описаны в этой книге, а также множество других. Единственное средство, которое я использую постоянно – таблицы с информацией о восходе/закате солнца. Почему? Вы можете обратиться к таблице и за считанные секунды получить нужную вам информацию. Просто держите таблицы в зоне досягаемости на вашем операционном столе! Таблицы никогда не устареют, так как время восхода/заката солнца вряд ли изменится со временем. Все графические системы (глобус, логарифмическая линейка, или компьютерные карты мира) содержат слишком большую погрешность для того, чтобы использовать их применительно к 80 и в особенности к 160 метрам.

Существуют копии этих настольных буклетов (100 страниц). Их можно получить, выслав $10 плюс $5 за доставку международной почтой по адресу:

John Devoldere, ON4UN, Poelstraat 215, B9820,
Merelbeke, Belgium.

4.1.2. Общие правила использования времени восхода/заката солнца.

Для всех путей E-W, W-E, NW-SE, NE-SW обычно существует два пика распространения (на коротком пути):

1. Первый пик происходит на восходе солнца в месте расположения станции на восточном конце пути.
2. Второй пик происходит в районе заката солнца для станции в западном конце пути.

Для путей N-S не существует ярко выраженных пиков распространения, как в районе заката, так и в районе восхода солнца. Пик распространения в этом случае происходит в районе полуночи.

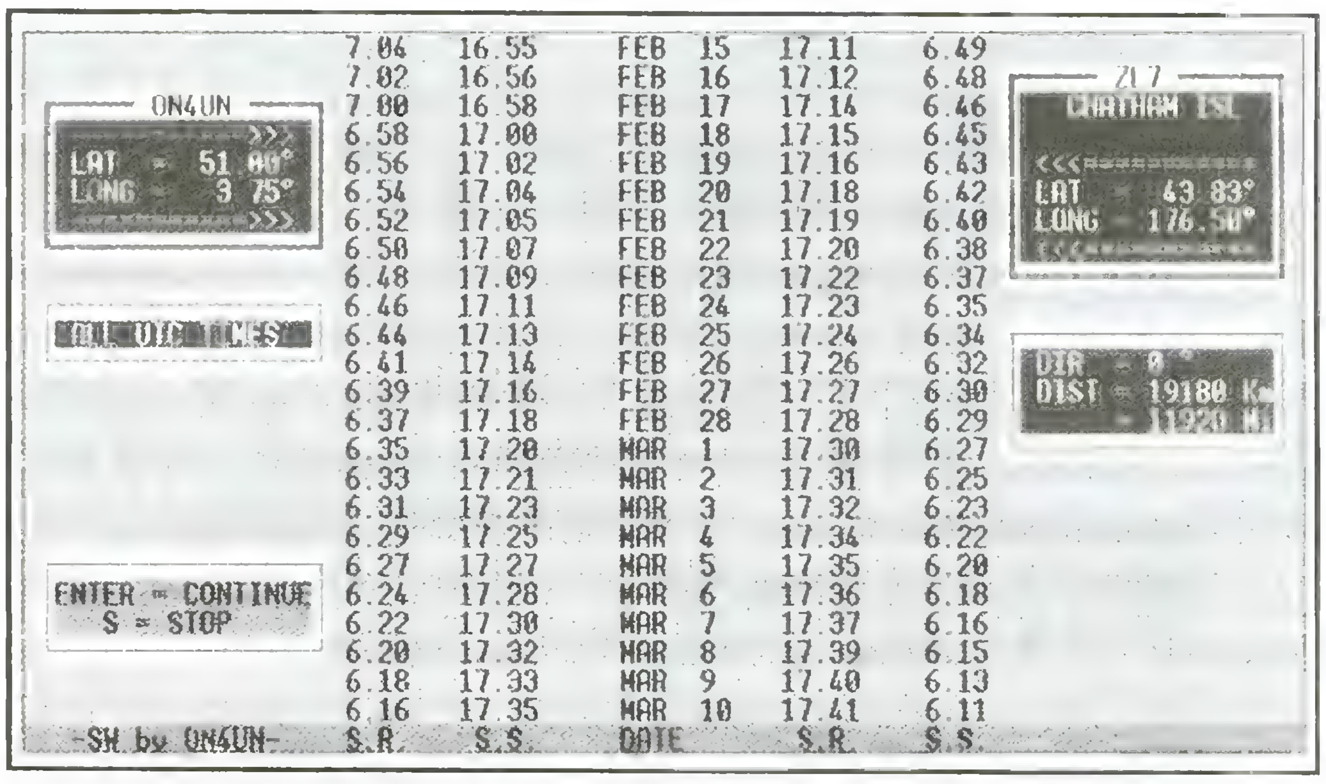
Использование таблиц можно наглядно представить с помощью нескольких примеров.

4.1.3. Пример 1 В какое время происходит пик распространения между Японией и Бельгией 15 Февраля?

Из таблиц следует:

Бельгия: 15 Фев: SRW = 06:56 SSW = 16:59
Япония: 15 Фев: SRE = 21:30 SSE = 08:24,
где
SRE – восход, восточный конец
SRW – восход, западный конец
SSE – закат, восточный конец
SSW – закат, западный конец

Первый пик происходит в районе восхода солнца в Японии или когда SRE = 21:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ.



```
ON4UN
LAT  =  51.00°
LONG =   3.75°

ENTER = CONTINUE
  S = STOP

ZL7
CHATHAM ISL
LAT  =  43.83°
LONG = 176.50°

DIR  = 0 °
DIST = 19180 K
     = 11920 Mi

7.04   16.55   FEB  15   17.11   6.49
7.02   16.56   FEB  16   17.12   6.48
7.00   16.58   FEB  17   17.14   6.46
6.58   17.00   FEB  18   17.15   6.45
6.56   17.02   FEB  19   17.16   6.43
6.54   17.04   FEB  20   17.18   6.42
6.52   17.05   FEB  21   17.19   6.40
6.50   17.07   FEB  22   17.20   6.38
6.48   17.09   FEB  23   17.22   6.37
6.46   17.11   FEB  24   17.23   6.35
6.44   17.13   FEB  25   17.24   6.34
6.41   17.14   FEB  26   17.26   6.32
6.39   17.16   FEB  27   17.27   6.30
6.37   17.18   FEB  28   17.28   6.29
6.35   17.20   MAR  1    17.30   6.27
6.33   17.21   MAR  2    17.31   6.25
6.31   17.23   MAR  3    17.32   6.23
6.29   17.25   MAR  4    17.34   6.22
6.27   17.27   MAR  5    17.35   6.20
6.24   17.28   MAR  6    17.36   6.18
6.22   17.30   MAR  7    17.37   6.16
6.20   17.32   MAR  8    17.39   6.15
6.18   17.33   MAR  9    17.40   6.13
6.16   17.35   MAR  10   17.41   6.11
-SH by ON4UN-  S.R.   S.S.   DATE   S.R.   S.S.
```

Рис.1.30. Распечатка с экрана модуля заката/восхода солнца программного обеспечения ON4UN LOW BAND SOFTWARE. На рисунке показано время восходов/закатов солнца в Бельгии и ZL7 с 15 Февраля по 10 Марта с шагом 1 день. Эти точные данные бесценны при таких маленьких окнах, как в данном случае.

Он происходит после заката в Бельгии (SSW = 16:59), то есть путь находится в темноте. Всегда проверяйте это.

Второй пик происходит в районе заката в Бельгии или когда SSW = 16:59 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ. Он также приходится на время после заката в Японии (0824 среднего времени по Гринвичу), то есть путь находится в темноте.

Существует ли здесь возможность прохождения по длинному пути в полосе частот длинноволнового диапазона? Определение прохождения по длинному пути говорит о том, что нам необходим закат на восточном конце пути перед восходом на западном. Вышеупомянутый пример не соответствует этим условиям, так как SRW при 06:56 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ происходит не раньше, чем SSE при 08:24 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ.

4.1.4. Пример 2.
Существует ли прохождение по длинному пути из Японии в Бельгию 1 Января?

Бельгия: 1 Янв: SRW = 07:44 среднего времени по гринвичу SSW = 15:49 среднего времени по Гринвичу
Япония: 1Янв: SRE = 21:52 среднего времени по Гринвичу SSE = 07:40 среднего времени по Гринвичу

Здесь SRW (СРЕДНЕЕ ВРЕМЯ ПО ГРИНВИЧУ 07:44) происходит позже SSE (СРЕДНЕЕ ВРЕМЯ ПО ГРИНВИЧУ 07:40. Это условие является действительно важным для прохождения по длинному пути. Прохождение будет коротким по времени и произойдет в районе 07:46 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ См. Раздел 3.2.3).

Тем не менее, длинный путь не означает того, что направление прихода сигнала противоположно короткому пути! В разделе 3.3.3 я привел объяснения тому, почему этот так называемый длинный путь в Японию является типичным примером изогнутого вокруг полюса пути во время зимнего солнцестояния.

4.1.5. QSO перед закатом и после восхода солнца.

На практике прохождения по длинному пути возможны даже тогда, когда путь частично находится в области дневного света. Недалеко от терминатора мы находимся в зоне серой линии и можем воспользоваться преимуществами улучшения распространения. Ширина зоны сумерек обсуждалась выше. Ярким примером отличного QSO на длинном пути стал мой контакт с Arie, VK2AVA, 19 Марта 1976г. при 07:00 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ на 80 метрах. Длина длинного пути равна 22500 км. Заметьте, что QSO проходил практически во время весеннего равноденствия (21 Марта), а путь представлял собой книжный пример пути NE-SW. В тот день условия были следующими:

Восход на Западе (Бельгия) = 05:55 среднее время по Гринвичу
Закат на Востоке (Сидней, Австралия) = 08:12 среднее время по Гринвичу

Это значит, что длинный путь в течение более чем двух часов находился в области дневного света. QSO был сделан через час после восхода в Бельгии и более чем за час до заката в Австралии.

Другим примером похожего QSO стал QSO с VK0GC с Macquarie Island (длина пути 21 500 км). 21 Января 1985г. я вступил в контакт на длинном пути на 80 метрах, который длился, начиная от 08:00 до 08:30 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ. Сигналы при этом были отличными. Это произошло более чем за час до заката на Macquarie (09:50) и почти через час после восхода в Бельгии (07:31).

Так как расположение этих станций (VK2 и VK0) близко к антиподу Бельгии, длинные пути можно смело назвать настоящими. Действительно, не существует изогнутых путей, которые могут стать альтернативой настоящему длинному пути. Глобус серой линии является уникальным инструментом, помогающим вам визуализировать такие особенные пути, как этот.

4.1.6. Расчет полуночного пика на середине пути.

Для путей, проходящих с востока на запад (±45°) в дополнение к пикам распространения на восходе/закате солнца существует еще один так называемый полуночный пик на середине пути. (См. Раздел 1.4.3) Время этого пика может быть рассчитано следующим образом:

Сначала используйте таблицы времени восхода/заката солнца или компьютерную программу для определения заката и восхода на обоих концах пути. Давайте в качестве примера будем использовать путь между Денвером (Колорадо) и Бельгией 15 Января. Информация о восходе/закате солнца такова:

Закат в Колорадо: 00:01 среднего времени по Гринвичу, восход 14:19 среднего времени по Гринвичу.
Закат в Бельгии: 16:06 среднего времени по Гринвичу, восход 0738 среднего времени по Гринвичу
Полночь в Колорадо: 00:01 + (14:19-00:01)/2 = 07:10 среднего времени по Гринвичу.
Полночь в Бельгии: 16:06+(24:00+07:38-16:06)/2 = 23:52 среднего времени по Гринвичу.

Полуночный пик на середине пути рассчитывается как среднее арифметическое между двумя полуночами:

Местный полуночный пик на середине пути равен: (24:00-23:52+07:10)/2 = 03:39 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ.

Для путей с севера на юг (±30°) существует пик распространения в полночь на полпути. Это верно для 80 и 160 метров. Этот пик обычно называют полуночным пиком.

Как рассчитать точное время этого пика?

Пример: путь между Нью-Йорком и Парагваем 15 Июня.

Закат в Нью-Йорке: 0028 среднего времени по Гринвичу, восход 0925 среднего времени по Гринвичу.
Закат в Парагвае: 2108 среднего времени по Гринвичу, восход 1034 среднего времени по Гринвичу.

Рассчитаем время двух полуночных пиков:

Полночь в Нью-Йорке: (09:25-00:28)/2=04:29 среднего времени по Гринвичу.
Полночь в Парагвае: (10:34+24:00-21:08)/2=06:43 среднего времени по Гринвичу.
Полуночный пик на середине пути:
(04:29+06:43)/2=05:36 среднего времени по Гринвичу.

4.1.7. Расчет времени восхода/заката солнца.

В таблице 1.7 приведена программа BASIC, разработанная Van Heddegem, ON4HW, для расчета времени восхода и заката солнца. Она базируется на классической астрономии и рассчитывает точное время восхода и заката солнца. В программе не использованы арксинусы или арккосинусы, так как они не доступны всем диалектам BASIC.

4.2. Компьютерные программы прогнозирования распространения.

Earl, K6SE, в своем Интернет-послании написал: *«Я давно бросил попытки прогнозирования условий DX на 160 метрах. Одним из главных наблюдений сделанных мной за несколько лет стало открытие того, что ночью в хороших условиях для распространения в Европу отсюда (северо-запад), условия для распространения в Японию (северо-восток) в то же самое утро далеко не так хороши. И, если условия хороши утром для JA, вечером того же дня возникают плохие условия для EU. Сейчас я использую единственный прогноз: если условия исключительно хороши для любого конкретного направления в конкретную ночь (например, в EU 28 Декабря 1997г. в соревнованиях Stew Perry), я надеюсь на то, что через 27 дней, с оборотом солнца, эти условия повторятся. В общем, я пришел к выводу, что условия для 160 метров предсказать невозможно, то есть я проверяю полосу частот каждую ночь и нахожусь в курсе того, что происходит».*

Если говорить начистоту, то я, за свои 37 лет работы DX на 80 метрах и за 12 лет на 160 метрах ни разу не использовал компьютерные программы для прогнозирования распространения. Обычно, участвуя в конкурсе CQWW, я пользовался результатами, полученными с помощью программы и принесенными на конкурс моими друзьями.

Я не находил в них ничего нового для себя. Легкие пути, всем известные условия прохождения были там показаны, но не было новых, экзотических путей. Ни разу. И, к тому же, эти программы прогнозирования никак не затрагивают 160 метровый диапазон. Так оно и есть, потому что изначально распространение в верхней части полосы частот происходит под действием механизмов, отличающихся от механизмов, управляющих коротковолновым диапазоном (так как 160-метровое распространение не зависит от МПЧ).

Том, N4KG, по его словам «живущий в длинноволновом диапазоне», написал следующее: «Я не обнаружил тесной связи между солнечной радиацией и распространением в длинноволновом диапазоне, особенно на 80 и 160 метрах. Каждая полоса частот имеет свои определенные характеристики. 40 метров зависят от уровня солнечной радиации только в том аспекте, что при низком уровне радиации МПЧ снижается до 7 МГц. В такое время 40 метров закрываются сразу после заката на Северных путях, а также не происходит прохождения в США на восходе солнца в Европе. При незначительном увеличении солнечной активности, 40 метров остаются открытыми всю ночь. Для 80 метров солнечная радиация не является определяющим фактором. Самым лучшим временем является время сразу перед местным закатом и после местного восхода. На линии терминатора наблюдается значительное улучшение, которое происходит ежедневно.

Теория, говорящая об улучшении условий распространения в самом начале геомагнитной бури, не далека от правды, но в дальнейшем полоса частот остается пустой до тех пор, пока ионосфера не придет в нормальное состояние. Распространение на 160 метрах не имеет тесной связи ни с чем!

Таблица 1.7

```
10 CLEAR
20 PI = 3.1415927
30 SW = -0.97460409
40 CW = 0.22393492
50 SE = 0.39777700
60 CE = 0.91748213
70 KI = -0.014834754
80 PRINT «ENTER WEST LONGITUDE IN DECIMAL DEGREES»
90 INPUT LO
100 PRINT «ENTER NORTH LATITUDE IN DECIMAL DEGREES»
110 INPUT LA
120 LO = LO*PI/180
130 LA=LA*PI/180
140 PRINT «ENTER DAY NUMBER ( 1 TO 365)»
150 INPUT D
160 M = (2 * PI * D * LO) / 365.24219 - 0.05347
170 L = M - 1.3449463
180 CI = 1 - 0.03343 * COS (M)
190 C2 = .99944 * SIN (M) / CI
200 C3 = (COS (M) - .03343) / CI
210 C4 = SW * C3 + CW * C2
220 C5 = CW * C3 - SW * C2
230 C6 = SE * C4 : REM SINE OF SUN DECLINATION
240 BI = KI - C6 * SIN(LA)
250 B2 = (COS (LA) Л2 * (1-C6л2) - B1Л2
260 IF B2 <= 0 THEN R$ = «NO SR» : S$ = «NO SS» : GOTO 340
270 B 3 = ATN(B1 / SQR (B2) - PI/2
280 B4 = ATN ((COS (L) * CE * C4 - SIN (L) * C5) / SIN (L) * CE * C4 + COS (L) *
C5) )
290 GOSUB 370
300 R$=STR$ (B6)
310 B3=-B3
320 GOSUB 370
330 S$ = STR$ (B6)
340 PRINT «SUNRISE: « ; R$
350 PRINT «SUNSET: «;S$
360 GOTO 140
370 B5 = B4 + B3 + LO + PI
380 IF B5 < 0 THEN B5 = B5 + 2* PI
390 B5 = INT (B5 * 720 / PI +0.5) : REM MINUTES PAST 0000 UTC
400 IF B5 > 14139 THEN B5 = B5 - 1440
410 B6 = 0.4 * INT (B5 / 60) + B5 / 100 : REM TIME IN HH.MM
420 RETURN
```

Вы можете испытать улучшение на закате и восходе солнца или закат или восход ничего вам не дадут, но хорошее прохождение в Европу из США начнется при 02:00 - 05:00. Что касается сигналов, приходящих с востока, то я наблюдал пики и на восходе солнца и за целый час перед восходом (перед появлением дневного света), которые затем исчезали.

Программы прогнозирования распространения оказываются практически бесполезными для длинноволнового диапазона, нередко дающими ошибочную информацию, так как они не учитывают эффект фокусировки на закате и восходе солнца и не принимают во внимание пути большого круга. Чаще всего полярные пути в противоположную часть света проходят через отклоненные LP, по крайней мере, здесь, на востоке США…»

Я бы не смог выразиться лучше! Подводя итоги можно сказать, что большинство программ, прогнозирующих распространение, действительно полезны при составлении прогноза для 40 метров, если они содержат очень полезные возможности визуализации и составления карт (см. Раздел 2.2.7.2).

Но, несмотря ни на что, виден свет в конце туннеля. Rod Graves, VE7FTP, активный DXер длинноволнового диапазона, написал программу, которая содержит несколько новых подходов к прогнозированию «странных» прохождений, которые не распознаются другими программами. Идея программы относительно нова и включает в себя метод зонирования, разработанный автором. Программа основана на исследовании волноводных путей (E-F слои) и направленных отклоненных путей. В данном случае рассматриваются отклонения, которые происходят не от магнитных помех, а определяются состоянием ионосферы в данный момент времени. Программа дает прогноз длинных и очень длинных прохождений на 80 и 160 метрах лучше всех других. Единственным ограничением программы является то, что она не учитывает влияние поглощения в полярном сиянии. Программа находится в стадии доработки, но скоро станет доступной. VE7FTP также допускает тот факт, что сигналы из областей, находящихся в районе антиподов, могут приходить и по другим путям, отличающимся от проверяемых его программой.

> Rod говорит:
> *«Как и большинство радиолюбителей я не пользуюсь программой для того, чтобы узнать, когда полоса частот будет открыта для прохождения в неизвестные области. Я просто включаю приемник, чтобы посмотреть, не пришло ли мне чего-нибудь откуда-нибудь наслаждаюсь неизведанным DX путешествием. Тем не менее, когда я планирую связь с кем-либо или новую DXпедицию, я включаю программу, чтобы определить будет ли полоса частот открыта для связи с нужным мне местом. Я использую программу как руководство к действию, подсказывающее, когда необходимо слушать, а когда вызывать. Иногда программа выдает результат, соответствующий общеизвестным правилам или показывает результаты, которые можно было получить, используя таблицы времени восхода/заката солнца, или указывает на преимущества серой линии, но при этом программа представляет эту информацию в очень удобном для меня виде. Но иногда программа показывает время прохождения или время пиков сигнала, которые не являются очевидными. Такая информация чаще всего возникает на путях длиннее 10000 км, особенно в длинноволновом диапазоне (40-160), где влияние таких явлений, как рефракция и волноводы, наиболее значительно».*

Что касается меня, то «последней каплей», которая сделает меня сторонником программ, прогнозирующих распространение, станет тот момент, когда в программе можно будет сделать успешный прогноз «странного» прохождения на 80 и 160 метрах, например, прохождения из Европы в ZL, описанного выше. Я также хотел бы получать количественные подтверждения отклонений пути, которые мы так часто испытываем (см. Раздел 3.3.1.2). Для того, чтобы сделать это возможным и для того, чтобы любой мог смоделировать всю систему, определяющую ослабление сигнала на 80 и 160 метрах, нам необходимо знать и учитывать все механизмы. У меня складывается впечатление, что сегодня мы видим только вершину айсберга, но исследования вопроса не прекращаются. Я считаю, что на данный момент таблицы времени восхода/заката солнца и хорошие программы для составления карт (такие как DX-AID) являются вашими лучшими помощниками в исследованиях 80 и 160 метров.

4.3. Программное обеспечение для длинноволнового диапазона ON4UN.

4.3.1. Программы прогнозирования распространения ON4UN.

Во время написания первой книги «Low-Band DXig» я разработал несколько программ, которые использовал в качестве инструментов. Программы были полностью совместимы по цвету и были сделаны под MS-DOS на 3.5 дюймовой дискете (форму заказа вы найдете в конце книги). Программа отлично работает в Windows (95).

Несмотря на то, что большинство программ представляют собой технические разработки, предназначенные для дизайна антенн (и описаны в главах этой книги, посвященных созданию антенн), несколько программ затрагивают аспекты распространения в длинноволновом диапазоне. Программы для распространения содержат следующие модули:

1. ВРЕМЯ ВОСХОДА/ЗАКАТА СОЛНЦА.

Программа содержит время восхода и заката солнца в QTH пользователя с шагом 1 месяц. QTH можно задать заранее и сохранить на диске. Его можно изменить в любое время. На экране время восхода и заката солнца в «целевом QTH» перечислено бок о бок с вашим временем. «Целевое QTH» может быть определено с помощью координат или названия. На экране вы также видите направление большого круга и расстояние. Единицы измерения программы – мили и километры. Вы также можете изменить шаг и по желанию указать время внутри каждого дня, что очень полезно во время отслеживания серой линии в DX-педициях. На **рис.1.31** показана распечатка достоверных данных с экрана для экспедиции ZL7 (Чатем) с 15 Февраля по 10 Марта 1998г.

2. БАЗА ДАННЫХ.

Если координатам присвоено имя, их можно легко найти в базе данных, содержащей данные о более чем 550 областях земного шара. Пользователь имеет доступ к этой базе и может обновлять и расширять ее. База данных может содержать данные о 750 местах земного шара, которые могут быть расположены в алфавитном порядке по названиям стран или по радио позывных. Вы также можете вывести данные на печать.

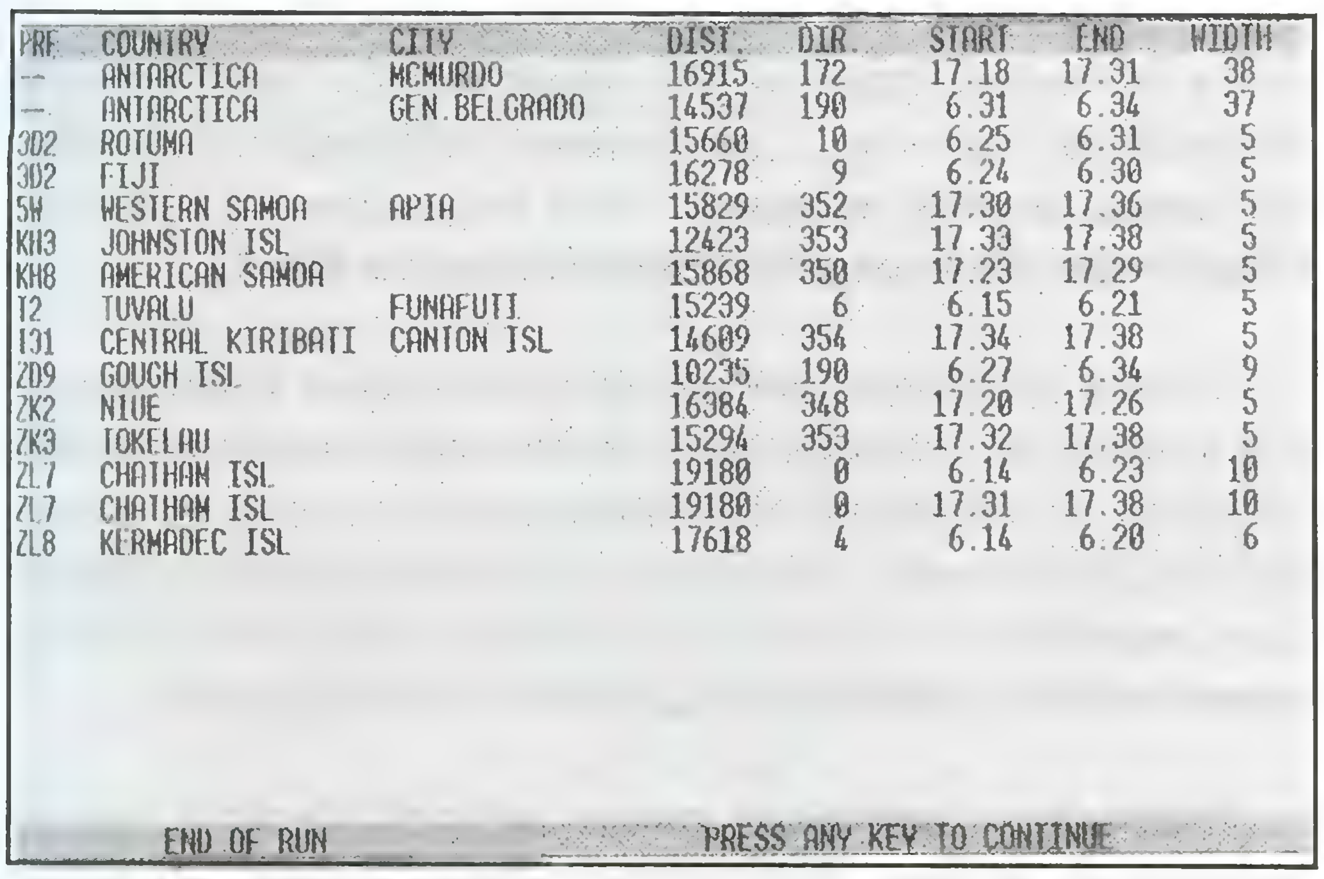
3. ПРОЛИСТЫВАНИЕ СПИСКА, СОДЕРЖАЩЕГО ВРЕМЯ ВОСХОДА/ЗАКАТА СОЛНЦА.

Эта программа также позволяет вам пролистывать (с помощью полосы прокрутки) или делать полную распечатку времени восхода/заката солнца (плюс позволяет видеть направления и расстояния от вашего QTH) для каждого дня года. Эта возможность является действительно ценной для участника конкурсов и DXпедиций!

4. ПРОГРАММА ДЛЯ РАСЧЕТА СЕРОЙ ЛИНИИ.

В данной программе использован уникальный алгоритм, позволяющий адаптировать эффективную ширину зоны серой линии к месту расположения и времени года. Ширина для 80 метров отлична от ширины для 160 метров. В дополнение, пользователь может определить минимальное расстояние, которое позволяет ему не учитывать информацию о серой линии. Распечатка с экрана показывает расстояние до целевого QTH, временные границы активности серой линии и ее эффективную ширину в целевом QTH. На **рис.1.31** показана распечатка полосы серой линии для Бельгии 27 Февраля. Обратите внимание на то, что прогнозируется короткое прохождение на остров Чатем при СРЕДНЕМ ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ между 06:14 и 06:23. Я сделал QSO на 160 метрах при 06:23 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ и общался с ZL7DK до 06:34 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ!

Стоимость программного обеспечения LOW BAND SOFTWARE равна $50. Его можно заказать у John Devoldere, ON4UN, 215 Polestraat, B9820 Merelbeke, Belgium или у George Oliva, K2UO, 5 Windzor Dr. Eatontown, NJ 07724 USA. Форму заказа вы найдете в конце книги.



```
PRF  COUNTRY           CITY           DIST.  DIR.   START   END   WIDTH
--   ANTARCTICA        MCMURDO        16915  172    17.18  17.31    38
--   ANTARCTICA        GEN.BELGRADO   14537  190     6.31   6.34    37
3D2  ROTUMA                           15660   10     6.25   6.31     5
3D2  FIJI                             16278    9     6.24   6.30     5
5W   WESTERN SAMOA     APIA           15829  352    17.30  17.36     5
KH3  JOHNSTON ISL                     12423  353    17.33  17.38     5
KH8  AMERICAN SAMOA                   15868  350    17.23  17.29     5
T2   TUVALU            FUNAFUTI       15239    6     6.15   6.21     5
T31  CENTRAL KIRIBATI  CANTON ISL     14609  354    17.34  17.38     5
ZD9  GOUGH ISL                        10235  190     6.27   6.34     9
ZK2  NIUE                             16384  348    17.20  17.26     5
ZK3  TOKELAU                          15294  353    17.32  17.38     5
ZL7  CHATHAM ISL                      19180    0     6.14   6.23    10
ZL7  CHATHAM ISL                      19180    0    17.31  17.38    10
ZL8  KERMADEC ISL                     17618    4     6.14   6.20     6




      END OF RUN                  PRESS ANY KEY TO CONTINUE
```

Рис.1.31 Программа для расчета серой линии ON4UN LOW BAND SOFTWEARE рассчитывает все возможные в течение заданного дня прохождения в серой линии. В примере рассмотрено 6 Марта 1998г. В этот день ON4UN работал с ZL7DK на 160 метрах. Время возникновения серой линии по прогнозу находилось между 06:26 и 06:36 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ, а QSO был сделан при 06:33 СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ПО ГРИНВИЧУ!

Модули программного обеспечения по антеннам являются предметом обсуждения главы 4 этой книги.

5. ТИПИЧНЫЕ УСЛОВИЯ ДЛЯ 40, 80 И 160 МЕТРОВ.

5.1. 40 Метров.

- Сорок метров очень напоминают ВЧ диапазон, который открыт в ночное время (практически как VHF для КВ связи!).
- Спрогнозировать распространение можно с помощью программ, основанных на МПЧ.
- Распространение в серой линии происходит вдоль терминатора, также как и в более высокочастотных полосах частот.
- Зоны серой линии могут быть очень обширными (несколько часов даже на средних широтах).
- Изогнутые пути здесь не такое обычное явление как на 80 и 160 метрах.
- С помощью хорошего оборудования позволяют работать на любые расстояния.

5.2. 80 Метров.

- С хорошо оборудованными станциями на обоих концах пути в подходящее время года данный диапазон позволяет покрыть почти любые расстояния.
- В годы низкой солнечной активности МПЧ оказывает влияние на 80 метровое распространение.
- Улучшение условий в серой линии всегда происходит на путях, перпендикулярных терминатору.

5.3. 160 Метров.

- Распространение совсем не зависит от МПЧ и только косвенно – от солнечного цикла.
- Кроме полярного сияния мы до сих пор не знаем точно, почему одна ночь хороша для DX, а другая нет. Верхняя часть диапазона остается большой загадкой!
- Поглощение в полярном сиянии наиболее ярко выражено на 160 метрах.
- Отклоненные пути встречаются наиболее часто на 160 метрах.
- Улучшение распространения в серой линии всегда происходит на путях, перпендикулярных терминатору.
- Для 160 метров существует четко определенная область, работать DX в которой проще простого. Эта область располагается приблизительно в радиусе 5000 км от вашего QTH. Например, из Европы работа с Восточным побережьем США может прово-

диться ежедневно. «Светло-серая» зона находится в областях W8 и W9. W0 – «темно серая» зона и для всего, не подпадающего под эти условия должна быть намного лучше нормальной. 160 метров в этом плане сильно отличаются от 80, где преодоление длинных дистанций происходит ежедневно, а граница между «легко» и «трудно» намного более расплывчата.

- Длинный путь для 160 метров – редкое явление для большинства станций, за исключением тех, которые находятся в районе антиподов.

- Если 80 метров ненадежны, то нет никакой гарантии, что 160 метров окажутся в чем-то лучше и наоборот. То же можно сказать и при сравнении 40 метров с 80. То есть, не следует переносить свойства одного диапазона на другой. Это просто (практически) никогда не работает.

- Типичным для 160 метров является медленный и глубокий QSB, особенно на очень коротких путях. Желательно получать вызов с первого раза, так как второй может никогда не наступить или наступить минутой позже! Я редко встречал такое на 80 метрах.

- 160-метровый диапазон отличается ярко выраженными пиками на восходе солнца (иногда в полночь на середине пути), особенно на действительно длинных путях. Для действительно длинных расстояний пик обычно происходит в течение нескольких минут восхода. По нему вы практически можете проверять часы. Пик на закате солнца для 160 метров менее ярко выражен. Скорее всего, здесь происходит продолжительный «пик» в течение часа или около того после заката.

- На 160 метрах скачок часто очень выборочен (по разным причинам).

6. БУДУЩАЯ РАБОТА.

6.1. Радиомаяки.

Chris Burger, ZS6EZ, не так давно жаловался на то, что из его QTH большая часть 160-метрового DX прячется за поясом полярного сияния:

> *«Основываясь на своем прошлом опыте могу сказать, что необычные прохождения, тем не менее, происходят и даже чаще, чем мы думаем, потому что никто не слушает и не пытается связаться на другом конце пути.»*

Одним из способов оценки состояния полосы частот является применение системы радиомаяков. Приверженцы 10 метрового диапазона выяснили это много лет назад, а 14.100 МГц-овая всемирная система радиомаяков принесла большую пользу многим DXерам – вспомните, как мы все проверяли эти радиомаяки до того, как VK0IR открыл радиоканалы?

До конца 80-х, 160-метровый диапазон был домом родным для многочисленных коммерческих станций, с которыми мы делили полосу частот. Старожилы помнят, как OSN, военная база в Бельгии (на 1831.5) выступала в качестве отличного радиомаяка для всех, кроме Бельгийцев, так как сделала большую часть окна DX бесполезной.

Возможно, нам необходим первый шаг для того, чтобы прийти к соглашению и выделить отдельную частоту для 160 метровых радиомаяков. Они могли бы осуществлять передачу через минутный интервал, также как текущая 14.100 МГцовая система.

6.2. Координированная система наблюдения в любительском радио (CAROS).

Cary Oler, президент Solar Terrestrial Dispatch, в настоящий момент занимается глубочайшими исследованиями 160-метрового распространения в надежде обнаружить новые факты, которые позволили бы усовершенствовать модели анализа и прогнозирования распространения. STD просит о сотрудничестве всех, кто хоть каким-то образом связан со 160-метровым диапазоном. Cary благодарен всем, кто внес свой вклад в это дело и привел вышеупомянутые случаи о контактах и условиях распространения в верхней части диапазона.

В поддержку всем радиолюбителям Cary Oler разработал CAROS, которую можно получить через STD в Интернет на сайте **http://solar.uleth.ca/solar/www/caros.html**. Все отчеты подтверждены и заархивированы. Они были подробно проанализированы и изучены вкупе с данными о состоянии ионосферы. С помощью такой коллекции Cary надеется получить возможность узнать некоторые секреты распространения на 160 метрах. Очевидно, что успех этого мероприятия напрямую зависит от количества полученных отчетов, содержащих достоверные данные. Вы также можете передать свои наблюдения по адресу: **http://solar.uleth.ca/solar/www/subcaros.html**.

Записи о DXпедициях на 160 и 80 метрах также содержат множество информации по распространению на этих частотах. В последние годы появилось все больше высоко профессиональных DXпедиций длинноволнового диапазона, которые ни на шаг не отступали от низких частот во время любого возможного длинного прохождения.

Подробное изучение таких записей стало обычной практикой. Знания, полученные нами с помощью такого анализа, без сомнения будет способствовать нашему пониманию распространения в этом загадочном длинноволновом диапазоне.

7. ТАЙНА 160 МЕТРОВ.

Понять и спрогнозировать распространение на 40 метрах довольно несложно. 80 метров также свободно доступны пониманию имея в наличии хорошее оборудование и знания в голове, вы можете работать на 80 метрах практически с 300 станциями в год.

160 метров – совсем другая история. Чем активнее я работал со 160 метрами, тем больше я убеждался в том,

что мы очень мало знаем об этом диапазоне. Если начистоту, то мы знаем всего лишь о нескольких параметрах, которые оказывают влияние на распространение, но это далеко не все. Долгое время я собирал ежедневные записи индексов К и А, количества солнечных пятен и т.д. вместе с результатами наблюдений условий на 160 метрах для того, чтобы попытаться обнаружить взаимосвязь между этими данными и распространением. Но я обнаруживал лишь отдаленную взаимосвязь или не обнаруживал никакой. Мы можем быть более или менее уверенными в том, когда 160 метров работать не будут, но мы никогда не сможем сказать, когда они точно будут работать!

Конечно, мы должны понимать то, что существует множество параметров, которые влияют на то, происходит что-нибудь или нет. Все они оказывают влияние на тонкий механизм, который заставляет работать распространение на 160 метрах в любой момент. Понимание всех этих параметров и готовность количественно выразить их и ввести данные в компьютер, который точно определит, когда же мы сможем установить контакт с этой неуловимой станцией в противоположной точке земного шара, возможно, навсегда останется лишь иллюзией.

Дикторы радиовещательных станций не интересуются этим вопросом. Дикторы и операторы мобильных станций заинтересованы в получении информации о частоте, на которой распространение будет самым лучшим. Они не интересуются изучением «предельного распространения» на грани возможного. Таким образом, DXинг на 160 метрах на длинных путях, возможно, навсегда останется подобием охотничьей игры, где ограничено понимание, присутствует интуиция, исследования и удача, которые являются факторами успеха. Не забудьте свою охотничью экипировку – антенны и оборудование.

БЛАГОДАРНОСТЬ ПИТЕРУ (PETER), ON6TT. 2

1. МИФЫ. 2

2. РЕАЛЬНОСТЬ. 3

3. ЧТО ЗАСТАВЛЯЕТ ЛЮДЕЙ СТРЕМИТЬСЯ К DX
   В ДЛИННОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ? 3

4. ЧАСТОТЫ. 3
   4.1. 160 Метров. 3
   4.2. 80 Метров. 4
      Рекомендации. 5
   4.3. 40 Метров. 5

5. МЕТОДИКА РАЗДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТ. 5
   5.1. 160 Метров. 6
   5.2. 80 Метров. 7
   5.3. 40 Метров. 7

6. ФИЛЬТР. 7

7. НУЛЕВЫЕ БИЕНИЯ. 8

8. ЕСЛИ ВЫ – ОДНА ИЗ НЕМНОГИХ СТАНЦИЙ DX В ВАШЕМ РЕГИОНЕ. 9
   8.1. DX-педиции и длинноволновый диапазон. 9
   8.2. Частоты DX-педиций. 9
   8.3. Разделенная частота 10
   8.4. Контролирование наплыва 11
   8.5. Вызов CQ на полосе частот, которая кажется мертвой. 11
   8.6. Информационная поддержка DX-педиций. 12

9. ПЕРЕДАЧА НА CW В ЭТОМ ШУМНОМ ДЛИННОВОЛНОВОМДИАПАЗОНЕ. 12

10. СЕТИ И РАБОТА ПО СПИСКАМ. 13

11. ОРГАНИЗАЦИЯ SKEDS ДЛЯ ДЛИННОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА. 15

12. РАБОТА С УДАЛЕННЫМИ СТАНЦИЯМИ. 16

13. ПОЛУЧЕНИЕ САМОЙ СВЕЖЕЙ ИНФОРМАЦИИ. 16

14. ПРАВИЛА РАБОТЫ В ОТДАЛЕННЫХ DX-ПЕДИЦИЯХ. 17

15. НАГРАДЫ И ДОСТИЖЕНИЯ. 18

16. ЗАНИМАЕМАЯ ПОЗИЦИЯ. 19

17. ИССЛЕДОВАНИЯ. 19
   17.1. Достижения. 19

17.2 АНТЕННЫ И ОБОРУДОВАНИЕ. 20
   17.3. Оборудование DX-ера длинноволнового диапазона. 20
   17.4. Программное обеспечение по распространению. 21
   17.5. Почему DX-ер длинноволнового диапазона
         выбирает длинноволновый диапазон? 21
   17.6. Карточки QSL и соревнования. 22

18. УСПЕШНЫЙ DX-ЕР ДЛИННОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА 23

19. 10 ЗАПОВЕДЕЙ ДЛИННОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА 23

2. РАБОТА DX В ДЛИННОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

БЛАГОДАРНОСТЬ ПИТЕРУ (PETER), ON6TT.

Мой друг и сосед Питер Казье (Peter Casier), ON6TT, известный участник DX-педиций и путешественник по Африке согласился отредактировать эту главу. Несмотря на то, что Питер был радиолюбителем менее чем в течение 10 лет, он, благодаря своим успехам и достижениям, является уважаемой личностью среди DX-еров и участников конкурсов. Именно Питер обратился напрямую к Министру РТТ в 1992г. с требованием узаконить конкурсы и не отступил, пока не добился своего. Из рьяного участника конкурсов Питер со временем превратился в путешественника – участника DX-педиций. Свою первую экспедицию он совершил в Clipperton (1992) за которым последовали Howland (1993), Peter I (1994) и Heard Island (1997). С 1994г. Питер работал в различных благотворительных организациях в Африке, что обернулось для него возможностью путешествовать и работать DX из разных редких уголков. Вся работа DX, большинство которой было проделано им в длинноволновом диапазоне, сделала Питера идеальным критиком и редактором этой главы. И мои ожидания оправдались - он основательно подошел к выполнению этой работы, впрочем, такой подход он применяет ко всему, что делает.

Спасибо тебе, Питер.

Трэй (Trey), N6TR, считает, что 160 метров – это диагноз. Но симптомы этой болезни, описанные им, соответствуют любому из длинноволновых диапазонов. Вот эти симптомы:

- Желание быть на связи на восходе солнца
- Желание быть на связи на закате солнца
- Желание быть на связи все время от заката до восхода солнца
- Желание упорно бороться в течение нескольких месяцев за то, чтобы связаться с одной станцией в новой стране.
- Постоянная неудовлетворенность своей антенной системой и бесконечный поиск и испытание новых систем.
- Встречи с семьей только после того, как связался с новой страной (торжество). Во время фантастического прохождения, связавшись с каждой последующей страной, спускается вниз, к семье, показывая столько пальцев, сколько стран удалось поймать на данный момент. Такое событие – настоящая редкость и происходит раз или два в столетие.
- Пьет много воды перед сном, чтобы проснуться как раз в те утренние часы, когда можно проверить, возможна ли связь с новой страной или нет.
- Зимой постоянно опаздывает на работу.
- Посылает оборудование и провода людям из стран, с которыми невозможно связаться, надеясь на то, что результатом вскоре станет карточка QSL с этой страной на стене.
- Способность тратить тысячи долларов на путешествия в отдаленные страны для того, чтобы другие могли с ними работать.

И это еще далеко не все из известных нам симптомов заболевания. Раш Дрейк (Rush Drake), W7RM, считает это заболевание довольно болезненным. «Вы должны любить боль, чтобы работать DX на 160 метрах». Эрл (Earl), K6SE, немного изменил это высказывание: «Вы должны любить пытки» – говорит он.

И кто я такой, чтобы не согласиться с такими именитыми DX-ерами?

160 метров обычно называют верхним диапазоном из-за максимальной длины волны спектра, первоклассных операторов, максимальной сложности и максимального волнения и удовлетворения, которое он дает. Гэри (Gary), NI6T, говорит:

> *«160? Не полоса частот, а наваждение». Шутки в сторону. Дальняя связь в длинноволновом диапазоне – это весьма азартное техническое хобби. Конечно, это не спортивная связь для заурядных операторов. Это одна из областей любительского радио, где действительно требуются знания. Это совсем не «простенькое» хобби!*

1. МИФЫ.

Джерри (Gerry), VE6LB, успешный DX-ер длинноволнового диапазона из городского QTH, использующий простые антенны, выделил несколько основных мифов, относящихся к длинноволновому диапазону:

1. В длинноволновом диапазоне не существует DX.
2. Для работы DX в длинноволновом диапазоне необходима большая антенна и большая мощность (только для крутых парней).
3. DX – это такая редкость, что приходится проводить часы (в основном ночные) в поисках DX в длинноволновом диапазоне.
4. DX в длинноволновом диапазоне – то только CW.
5. Летом длинноволнового DX не существует.
6. В длинноволновом диапазоне слишком много помех для того, чтобы работать DX.

2. РЕАЛЬНОСТЬ.

Давайте посмотрим фактам в лицо:

1. Все страны доступны на 40 метрах и только несколько DX-еров связались со всеми на 40 метрах, за исключением P5. Сейчас все страны (за исключением P5, BV9P, BS7H) доступны на 80 метрах, и возможно несколько стран до этих пор не были доступны для высшего диапазона. Ежегодно, несколько DX-еров высшего диапазона работают DXCC не меньше, чем год (как сообщается в Low Band Monitor).

2. Вы, возможно, никогда не выиграете Всемирные соревнования CQ на 160 метрах, находясь на пригородном участке, где возможна установка антенны длиной максимум 50 футов. Но вы можете работать в длинноволновом диапазоне DXCC даже со 100 Вт с обычного пригородного участка. У меня есть друзья, которые никогда не использовали большие мощности (больше 100 Вт) и умудрялись работать с более чем со 100 странами на 160 метрах! Естественно, чем лучше условия, в которых вы работаете, тем чаще вы будете оказываться в гуще событий.

3. Большая часть DX производится в районе заката или восхода солнца. Это самое лучшее время, в отличие от 10 метров, где DX возникает в середине дня, когда большинство из нас на работе.

4. Плохо, что не вся связь DX в длинноволновом диапазоне происходит на CW. (Это мое личное мнение. Я люблю CW гораздо больше, чем телефонный диапазон!). А если серьезно, то многие страны доступны только на CW, другие – только в телефонном диапазоне. Все зависит от названия игры. Хотя, если дело происходит в длинноволновом диапазоне CW – название игры! Высший диапазон и CW разделяют игроков.

5. Вы когда-нибудь задумывались о том, что если у вас лето, то в противоположной точке планеты зима?

6. Помехи, в независимости от их источника, являются одним из основных препятствий для DX-ера длинноволнового диапазона, но это не останавливает настоящих радиолюбителей. Это не просто хобби связистов. В этом (длинноволновом) хобби мы раздвигаем границы возможного.

7. Но все это не означает, что работа DX в длинноволновом диапазоне – лакомый кусочек, приятное времяпрепровождение для оператора-любителя. Но каковы причины того, что DX-инг в длинноволновом диапазоне стал любимым занятием многих?

3. ЧТО ЗАСТАВЛЯЕТ ЛЮДЕЙ СТРЕМИТЬСЯ К DX В ДЛИННОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ?

Я включил этот вопрос в анкету, разосланную мной в начале 1998г. через Интернет. Ответ буквально всех респондентов был одним и тем же:

«Это вызов, чувство удовлетворения, как при выполнении какого-то сложного задания» (см. раздел 16.5).

DX-еры длинноволнового диапазона всегда балансируют на грани возможного. Наиболее успешные из них раздвигают эти границы. Более глубокое понимание распространения наряду с усовершенствованием оборудования и, что наиболее важно, появлением новых антенн, дает возможность пробиться сквозь стену помех к неуловимому шлейфу скрытых ими сигналов. А DX-еры высшего диапазона практически балансируют на лезвии ножа.

Если вы ищете легкой забавы для заполнения свободного времени, держитесь подальше от длинноволнового диапазона. Возможно, один из множества списков коротковолнового диапазона – именно то, что вы ищете. K1ZM, который на 160 метрах установил связь с более чем 290 странами, в своем ответе написал:

«160 метров – это воистину диапазон джентльменов. Вам нужен вызов? Займитесь 160 метрами».

На 80 и 40 метрах вам не нужна «коллекция антенн», чтобы работать DXCC в течение 1 года. Даже на 160 метрах городские QTH с маленькими и короткими антеннами периодически производят DXCC в высшем диапазоне. Я включил в книгу небольшую главу с названием: «Работа на 160 метрах с небольшого пригородного участка». Существует множество примеров довольно небольших станций, расположенных на маленьких пригородных участках, которые отлично работают. Мой друг Джордж (George), K2UO, работал более чем с 200 странами на 160 метрах с пригородного участка, размером в пол акра. Тем не менее, чтобы добиться успеха, имея участок небольших размеров, необходимо иметь больше, чем средние знания в области распространения и много терпения и настойчивости.

4. ЧАСТОТЫ.

Частоты, используемые для DX в длинноволновом диапазоне не одинаковы в разных странах. То есть, важно знать, где искать DX.

4.1. 160 Метров.

Распределение частот на 160 метрах сильно колеблется в зависимости от места расположения на земном шаре, но практически во всех странах, кроме Японии, CW находится в диапазоне между 1820 и 1840 кГц.

Рис.2.1. Пьер (Pierre), HB9AMO, был первым, кто наладил связь на 160 метрах со всеми 40 зонами в 1987г.

В некоторых местах 160 метров – уплотненная полоса частот. Это значит, что здесь может возникнуть QRM профессиональных радистов. В Европе практически все станции для связи между кораблями и берегом, а также другие коммерческие или военные станции систематически отодвигаются за рамки диапазона 1820-1850 кГц. Но в основном большинство коммерческих станций, работавших на этих частотах, перешли на спутниковую связь, что заставило власти освободить пространство для любительского радио. Некоторое время Европа находилась в нелепой ситуации. В Германии диапазон был сужен до 1832-1835 для SSB, В Бельгии 1830-1850 с 10 Вт, в то время как в Англии, находящейся всего в 100 км, диапазон частот был равен 1820-2000. Политики и управленцы, может быть, и любят границы, а радиоволны их игнорируют!

В Европе до сих пор считается, что 1840 - нижняя граница телефонного участка. Но многие не знают, что на LSB их боковые полосы распространяются на 2.5-3.0 кГц ниже и занимают 40% основного окна DX CW в Европе. В добавок, мы слышим эти SSB сети и шумно жующих, работающих на несущей частоте ниже 1838. Опираясь на только что сказанное, я бы попросил и подтолкнул все станции SSB не осуществлять передачу на SSB на частоте ниже 1842.5 кГц.

За последние 5 лет диапазон частот от 1820 до 1840 кГц был фактическим окном DX для 160-метрового CW, а телефонным участком DX для всех стран, включая страны бывшего СССР, был диапазон от 1840 до 1850 кГц. В диапазоне от 1907.5 до 1912.5 кГц находилось японское 160-метровое окно DX.

Рис.2.2. Закат над четвертьволновой вертикальной антенной для 160 метров HB9AMO.

Считалось, что европейское окно для CW передачи находится между 1830 и 1840 кГц, а 1820-1830 кГц – европейское окно DX. (именно здесь и находится DX и европейские и американские станции должны держаться отсюда подальше).

В большинстве случаев для DX-педиций используется диапазон 1823-1828 кГц. Не так давно было принято мудрое решение работать на так называемых получастотах (например, на 1823.5 кГц). Это позволяет избежать хрипов и свистов на каждом кГц, которые существуют в некоторых принимающих устройствах. В дополнение это позволяет избежать 1818, частоты радиовещания W1AW (ARRL), предназначенной для оглашения законов и информационных сводок.

Даже несмотря на то, что назначения частот отличаются друг от друга, небольшие различия не являются проблемой. С годами кажется, что разные распоряжения и приказы аннулируют друг друга. За исключением наших японских друзей, мы все играем на одном поле, границами которого являются частоты для DX 1820 и 1850 кГц.

Японские радиолюбители попросили власти об использовании частот стандартного диапазона, но ответа так и не получили.

В странах России и СНГ (бывший СССР) официальным диапазоном для CW является 1830-1840 кГц, для SSB и CW – 1840 – 1930 кГц. Во время соревнований также разрешается использовать SSB между 1830 и 1840.

4.2. 80 Метров.

Несмотря на то, что 80-метровый диапазон не закреплен жестко на всех континентах и странах, это не является проблемой для настоящего DX-ера. На CW все страны имеют расположение начиная с 3500 кГц. Окно DX для CW одинаково во всем мире: 3500-3510 кГц. Еще одно окно существует в диапазоне между 3525 и 3530 кГц. Оно менее ограничено для обычных и продвинутых любителей США.

80-метровое окно SSB для DX ограничено 3775 и 3800 кГц. Международный союз радиолюбителей обозначил для DX окна 3500 – 3510 кГц и 3575 – 3800 кГц. Это означает, что всем любителям, осуществляющим местную связь, следует держаться подальше от этих окон во время межконтинентальных контактов. Не являясь законом официально, такие рамки представляют собой джентльменское соглашение, которому мы все должны подчиняться.

В середине дня сегменты DX могут быть использованы для местной работы, но каждый должен знать, что местные QSO могут вызвать сильные QRM для DX-ера (скажем, на 500 милях), который уже находится в зоне серой линии и наслаждается пиком благоприятных условий распространения в своем QTH. В Европе такие ситуации происходят зимой практически ежедневно, когда станции Северной Скандинавии могут работать с Тихоокеанским и Западным побережьем США при 1300-1400 UTC, в то время как Западная Европа освещена дневным светом и совсем не слышит DX. Жители Западной Европы могут довольно хорошо слышать скандинавов, а, следовательно, скандинавы слышат Западную Европу достаточно хорошо для того, чтобы подвергнуться воздействию QRM со стороны других радиолюбителей. DX-ер должен предвидеть такие ситуации, чтобы не вмешиваться в общение, происходящее в других областях.

Полосы частот для России и стран СНГ.

- 3500-3580 CW
- 3580-3600 RTTY, Packet, CW
- 3600-3800 SSB. CW

(В основном те же, что и во всех странах Западной Европы)

Полосы частот для Австралии.

- 3500-3700 CW
- 3535-3625 Сегмент новичков
- 3535 – 3620 SSB/AM
- 3620-3640 FSK
- 3640-3700 SSB/AM
- 3795-3800 окно DX для SSB/CW (минимальная несущая частота SSB 3798)

Полосы частот для Японии.

80-метровый диапазон в Японии разделен на 3 сегмента

- 3500-3575 кГц
- 3747-3754 кГц
- 3791-3805 кГц

Полосы частот для США.

С тех пор как FCC решили распространить привилегии SSB на США и сначала опустить нижнюю границу до 3775, а затем до 3750 кГц для радиолюбителей Extra Amateurs окно DX фактически расширилось до диапазона 3750-3800 кГц во время прохождений в США. Тем не менее, верхние 10 кГц все еще являются действующей областью.

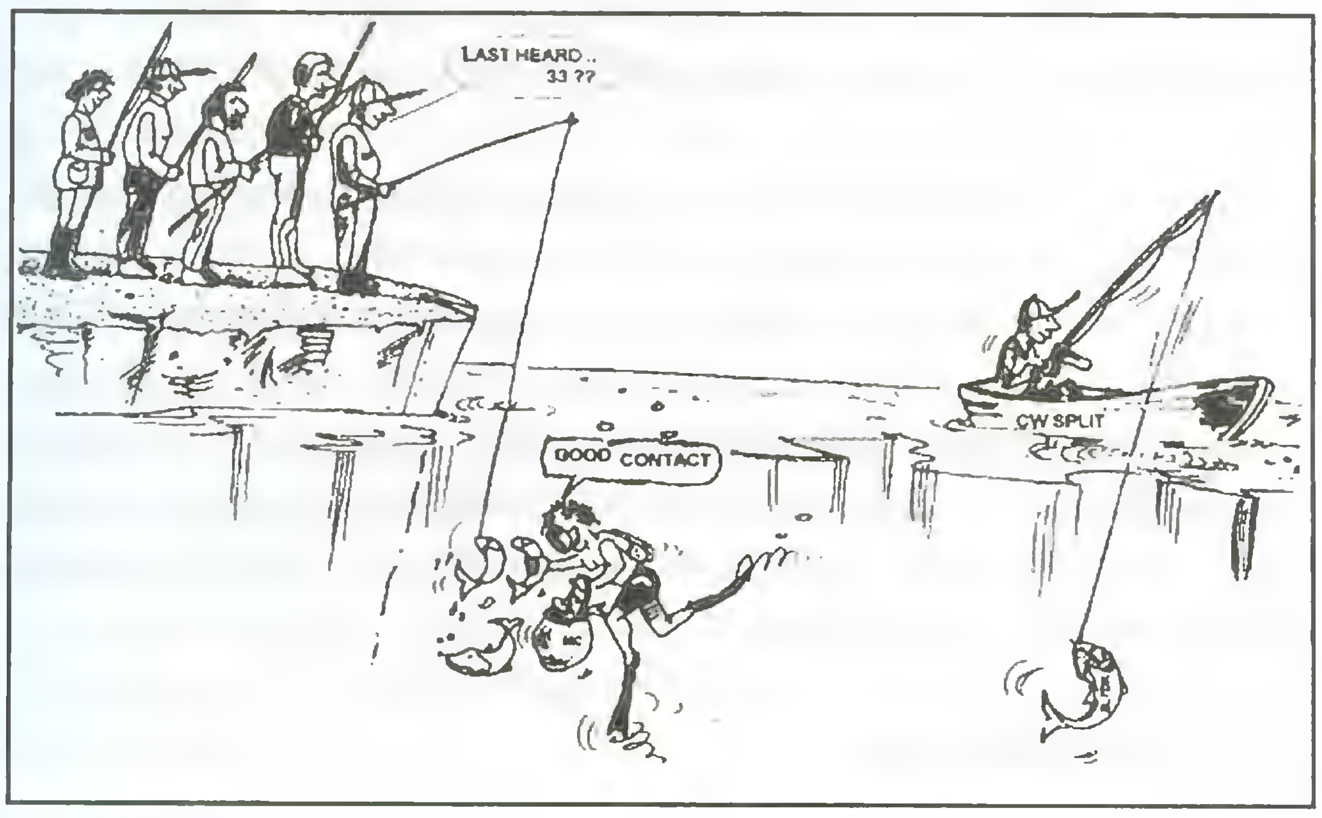


Рис.2.3.

Рекомендации.

Многие любители не знают того, что 80 метров – это уплотненная полоса частот во многих частях света. В США 80 метров выглядит как VHF, если проводить сравнение с Европой. Из-за присутствия на полосе частот множества коммерческих радиостанций, окно DX в 25 кГц часто может удержать всего 5 QSO среди очень сильных коммерческих станций в вечерние часы.

Если вам повезло и вы живете в районе, где 80 метров – не уплотненная полоса, вы все равно должны помнить о только что сказанном и поддерживать тех, кто должен постоянно бороться с коммерческим QRM.

DX-еры США обычно жалуются на узость сегмента, официально отведенного для DX на 80 метрах. Большинство считает, что необходимо использовать европейское окно (3775-3800 кГц). Они также очень жалуются на отсутствие взаимопомощи со стороны некоторых шумно жующих (или, в американском варианте, "pig farmers"), которые располагают дополнительными 200 кГц, которые могут быть использованы для местной связи.

Увеличившаяся популярность DX-инга на 80 метрах и доступность каналов DX на телефонном участке создали новую проблему. Проблема заключается в том, что отдельные личности могут занимать частоту в окне DX в течение многих часов (плавно переходящих в дни), лишая других этого удовольствия. Этой проблемы не существует на CW, так как окно DX содержит множество каналов DX.

4.3. 40 Метров.

Сорокаметровый диапазон довольно прост. QSO CW DX происходят между 7000 и 7010 кГц и, с редкими исключениями, в районе 7025 кГц.

На Европейском телефонном участке, учитывая его узость, вы можете обнаружить DX в любой точке промежутка 7040-7100 кГц. При этом основной областью является диапазон 7045-7080 кГц.

5. МЕТОДИКА РАЗДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТ.

Применение методики разделения частот рекомендуется отдаленным станциям DX или DX-педициям, работающим в длинноволновом диапазоне. Это наиболее эффективный способ добиться как можно большего количества QSO во время коротких прохождений в длинноволновом диапазоне, так как часто возникают условия большого хаоса, если станции работают DX на его частоте. Он также дает отличный шанс станциям получить лучшее прохождение DX. Что касается листа оператора, то это не обязательно так и станции на пике распространения могут отгрызть свои ногти, в то время как MC проходит вдоль станций, которые просто установили контакт и должны бороться, чтобы получить рапорт 33. С методикой разделения DX-ер с хорошей антенной и богатым опытом будет способен успешно конкурировать с небольшой станцией. И это вполне справедливо. По каким же еще причинам мы стремимся создать станции, которые работают лучше среднего?

Есть две хорошие причины для станции DX работать с разделенной частотой:

1. Во-первых, оператору должно быть ясно, что когда он прекращает свой CQ в эфире, скорее всего, будет множество станций вызывающих его. И даже если он выделит один сильный сигнал и ответит этой станции, его ответ может потеряться в силь-

ном QRM. Это повлечет за собой низкий уровень QSO даже в том случае, когда станция хорошо слышит тех, кто ее вызывает. Если станция работает на разделенных частотах, вызывающая станция имеет намного больше шансов получить ответ от вызываемой станции с первого раза. Очевидно, что причиной этого является неспособность операторов вызывающей станции справиться с QRM, который они сами же и создают на частоте DX. В этом случае оператор вызываемой станции DX должен просто определить одну частоту (напр. верхняя 5), на которой он будет слушать.

2. Другой причиной является такое большое количество вызывающих станций, что вызываемая станция просто не может разделить их. В этом случае станция DX не решит проблему без разделения. В этом случает оператор должен определить диапазон частот, который будет прослушиваться для того, чтобы отфильтровать вызывающие станции и сделать их поток не таким непрерывным.

Несколько общих правил, применяемых при разделении частот:

1. По возможности, станция DX должна работать в той части диапазона, в которой другие станции этой области не могут работать или эта часть отведена специально для DX.

2. Станция DX должна показывать частоту прослушивания по крайней мере ежеминутно. Эта операция занимает около секунды и позволяет соблюдать порядок.

Рис.2.4. На стуле сидит Джек (Jack), VE1ZZ, в маяке для 160 метров в Северной Америке, обращенном к Европе. Юрий (Yuri), K3BU, (стоит) участвовал в разных конкурсах на 160 метрах из QTH Джека.

3. Частота прослушивания должна находиться за пределами окна DX. Слишком часто я слышу станцию DX на 3503, слушающую на 5 кГц выше, занимающую большую часть окна DX. Нет ни одной причины, которая помешала бы оператору этой станции слушать на 10 или 20 кГц выше. То же можно сказать и о телефонном участке, где станция DX, передающая в окне DX должна слушать ответ за его пределами.

4. Если станция DX работает в области вызова, то она должна иметь достаточно полномочий для того, чтобы отсортировывать тех, кто вызывает из областей, отличных от обозначенных. Станция не должна находиться в определенной области слишком долго. Имея 5 станций в каждой области при 3 QSO в минуту, (это быстро!) прохождение через 10 областей вызова США займет у Вас практически 20 минут!

5. Неплохая идея для станции DX проверить ту часть света, в которой она находится и убедиться, что частота свободна. Такие действия можно производить периодически, особенно если наблюдается неожиданный спад уровня QSO. Изменение передающей частоты на несколько кГц может значительно облегчить жизнь.

6. В случае если частота прослушивания станции DX занята, необходимо определить диапазон частот вместо одной частоты.

7. На CW разделение должно быть не менее 5 кГц. Разделения менее 5 кГц необходимо избегать, так как вызовы участников скорее всего распространятся на частоту станции DX.

В зависимости от диапазонов в стране, в которой находится станция DX, операция разделения частот может стать необходимостью. Например, когда Вы работаете с Европой из США на 40-метрах в телефонном участке.

В такой ситуации всегда точно определяйте свою частоту приема и сделайте ее одиночной или, если участников слишком много, определите приемлемый диапазон (обычно 10 кГц). На самом деле нет никакой необходимости расширять диапазон частот за пределы насущной необходимости. Единственной причиной для этого может стать необходимость избегнуть встречи с теми, кто намеренно занимает частоту.

5.1. 160 Метров.

Редкая станция DX возьмет за правило работу на разделенных частотах. Обычное окно передачи для станций DX находится в диапазоне от 1820 до 1830, где промежуток 1823-1828 наиболее популярен. Хорошо также использовать «полу-частоты», например 1823.5, 1824,5 (см. также Раздел 4.1).

В Японии работа на 160 метрах ограничивается диапазоном 1907.5 – 1912.5 кГц (только CW). Станции Японии обычно слушают в промежутке 1820-1835 (см. также Раздел 4.1.).

Если ваша частота находится в районе 1910 кГц – держитесь подальше от окон Японии во время заката или восхода солнца в Японии. Никогда не вызывайте Японские станции на их частоте. Заставьте их перейти на разделенную частоту. Они будут рады поработать на 1830 кГц и улучшить свой уровень QSO.

Если ваша станция находится в Японии, то до тех пор, пока ваша частота передачи ограничивается промежутком 1907.5-1912.5, всегда работайте на разделенной частоте, когда полоса частот открыта для Европы. Если вы не в Японии, то можете привлечь множество станций из Западной Европы на вашу частоту и они скроют ваш сигнал от дальних станций DX.

Если вы работаете на разделенной частоте, обозначьте вашу частоту QSX для каждого вызова. Я иногда наблюдал работу японских станций с Европой (или попытки) без обозначения их частоты прослушивания. Посылают что-то вроде «QSX25» или «QSX32» с периодическим повторением на каждом CQ или QRZ.

5.2. 80 Метров.

На CW основной причиной разделения является слишком большое количество ответов на вызов (слишком много участников). Другой причиной может стать желание станции DX послушать “более 25” станций Общего класса США.

На SSB есть множество хороших причин для того, чтобы перейти к разделению. На первом месте стоит нежелание занимать окно DX дольше, чем требуется. Таким образом, станция DX всегда должна обозначать частоту прослушивания за пределами окна DX (ниже 3750 кГц). Станции США, желающие работать с Европой должны осуществлять передачу на частоте выше 3800 кГц и слушать на частоте ниже 3750 кГц для того, чтобы сохранять окно DX не перегруженным как можно дольше.

Станции Среднего Востока при работе с Северной Америкой должны осуществлять передачу на частоте ниже 3750 кГц для того, чтобы избежать QRM для Европейских станций. Тихоокеанские станции, работающие с Европой, должны передавать на частоте выше 3800 кГц и слушать на частоте ниже 3800 кГц во избежание QRM для США.

Для Европы не имеет смысла передача внутри телефонного участка США (3780 кГц, например) и прослушивание на 3805 кГц. Если все же такое происходит, то два окна в диапазоне США оказываются занятыми одним QSO, а уровень QRM возрастает. Обратная ситуация также нежелательна.

5.3. 40 Метров.

Природа распределения частоты в разных регионах делает традиционным разделение частоты в телефонном участке на 40 метрах.

Станции США в окне 7150-7300 должны знать о том, что они работают в гуще самых сильных станций радиовещания в Европе. Эти станции не остаются на одной частоте круглые сутки и, если частота в данный момент свободна, то это не значит, что через минуту она будет занята радиовещательной станцией на 60 более S9. Эти радиовещательные станции обычно возникают на час или полчаса. Важно во время соревнований: убедитесь, что ваша «свободная» частота передачи действительно свободна! Во время соревнований разные станции DX могут использовать ту же частоту прослушивания, что и при работе на разделенных частотах. Таким образом, важно, чтобы вызывающая станция не только вызывала, но и ее должны вызывать на той же частоте. Простая синхронизация действий не всегда гарантирует получения «настоящего» QSO.

Проблемы вызывают не только радиовещательные станции, но и телефонный трафик не Любительского Радио в промежутке 7000-7100, большая часть которого приходит из Мексики и Южной Америки. Эти радиопираты обычно осуществляют передачу на каналах с шагом частоты 5 кГц. Таким образом, для станций DX, работающих в США, неплохо было бы использовать разнообразные 2.5 кГц-овые интервалы, чтобы избежать QRM этого рода.

6. Фильтр.

Нулевое биение – термин, обозначающий ситуацию, в которой 2 станции, находясь в контакте, передают точно на одной и той же частоте. Это обычное явление на телефонном участке. RIT (дифференциальная настройка приемника) или RX фильтр в современных приемопередатчиках создали проблему, которая заключается в том, что, когда частота станций начинает дрейфовать во время QSO, они используют RIT вместо того, чтобы убедиться, что они находятся на одной и той же частоте. К счастью, современное оборудование практически невосприимчиво к уходу частоты, то есть на эту проблему не стоит обращать много внимания, особенно если вы работаете на оборудовании, созданном в домашних условиях.

Приведем пример случая, в котором на эту проблему стоит обратить внимание. Предположим, что станция А начинает QSO со станцией В при условии нулевых биений (станция А находится точно на той же частоте, что и станция В). Существует 3 возможных варианта развития событий:

1. Ни одна из станций не использует RIT: одна станция всегда следует за другой. QSO может блуждать, но в данной ситуации не возникнет неожиданных скачков частоты при прохождении через микрофон и QSO будет продолжаться на дрейфующей частоте.

2. Одна станция использует RIT, другая нет: Если прослушивание проходит на той же частоте, на которой начался QSO, неизбежен скачок частоты в начале передачи одной из станций, но не второй. QSO будет все также дрейфовать.

3. Обе станции используют RIT: И снова, если мы слушаем на первоначальной частоте, скачок частоты произойдет в начале передачи у обеих станций, и станции могут отдалиться друг от друга. Этот QSO займет намного больше пространства в полосе частот. Использовать ли RIT в этом случае? Решайте сами.

Некоторые из современных приемопередатчиков обеспечены не только RIT контролем, но и XIT контролем (TX фильтр). Это устройство еще сильнее усложняет дело. Будьте осторожны с его использованием. Есть некоторые моменты, когда использование RIT только приветствуется:

1. Некоторые операторы любят слушать очень высокие по звучанию сигналы SSB, так как они не отвечают условию нулевых биений. Настройка станции с помощью RIT позволит оператору слушать то звучание, которое он предпочитает, находясь при этом в контакте с другой станцией на нулевых биениях.

2. Во время попытки пробиться через участников будет лучше, если ваш сигнал будет звучать немного выше на частоте. Небольшая настройка RIT в данном случае даст отличные результаты.

3. Предположим, что наш приемопередатчик создан для работы на CW на 800 Гц топ биений и только в случае прослушивания на этом тоне частота передачи будет равна частоте приема сигналов. Кто-то может использовать RIT для того, чтобы отрегулировать частоту передачи (с помощью, скажем, 300 кГц), чтобы снизить тон до 500 кГц и продолжать осуществлять передачу на частоте приема. Вы видите, что использование RIT может быть очень полезным, не создавая при этом ненужного QRM.

Выше было сказано, что большинство DX QSO на 80 метрах проводятся на единственной частоте. Нет никакой необходимости занимать полосу частот, работая со станцией, которая находится слегка не на той частоте, что ваша. Но, тем не менее, иногда возникает необходимость работать на разделенных частотах. Например, когда кто-то намеренно создает помехи, при работе с удаленными (редкими) станциями DX и DX-педициями или с областями, для которых существует другой план частот.

Кстати, я никогда не использую RIT в своем приемопередатчике. До тех пор, пока я не перестану этим заниматься, современному приемопередатчику с двусторонними VFO не понадобятся ни RIT ни XIT.

7. Нулевые биения.

Терминология нулевых биений уходит корнями во времена AM. При AM некоторые действительно использовали нулевые биения. Когда передатчик с перестраиваемой частотой настраивается на частоту передачи, создается топ биения. Этот тон является производным продуктом от двух сигналов и может быть услышана как аудио звук. Когда тон становится равным 0 Гц, передатчик и приемник настроены на одну частоту. И мы можем сказать, что оператор имеет нулевые биения принятого сигнала.

Большая часть приемников сконструирована таким образом, что на CW вы осуществляете передачу на той же частоте, что и другая станция, только если топ биения являются той же определенной частотой. В более старых приемопередатчиках топ биения были обычно зафиксированы на 800 Гц. Эта частота обычно прописана в руководстве по эксплуатации. Из-за того, что многие радиолюбители не обращают никакого внимания на фиксированные 800 Гц-овые топ биения, они слушают лишь то, что доставляет им удовольствие (мой выбор – 450 Гц). В результате, эти операторы на CW всегда находятся вне частоты на 350 Гц или около того. Не проблема, если принимающая станция использует 2кГц-овый фильтр, но если используются 250-герцовые или 500-герцовые фильтры, могут возникнуть настоящие трудности. И еще, подумайте о том, какая часть полосы частот занимается впустую. По этой причине я раньше выступал в защиту раздельного применения приемников и передатчиков на CW. В этом случае хоть кто-то действительно сможет слушать на своей собственной частоте!

Более современные приемопередатчики обеспечены всем необходимым для работы на своей частоте на CW. Хороший приемопередатчик должен, по крайней мере, иметь регулируемые топ биения. Следовательно, CW тон должен также регулироваться. Непрерывное снижение до 200 Гц – лучше всего. Некоторые любят слушать очень низкие звуки (W4ZV нравятся 250 Гц!). Единственно, за чем в данной ситуации необходимо тщательно следить, это настройка станции, с которой вы хотите работать, на топ биений, который равен вашему CW тону.

K7IDX
N1ACH
N4WW
W0CM
W5DO
N2LT
N4SF
W7XZ

Рис.2.5. Коллекция, состоящая из 50 QSL, которые впервые сделали 160-метровый WAS из Японии. Счастливый обладатель этой коллекции карточек и обладатель награды WAS на 160 метрах – Ясуо (Yasuo), JA3ONB.

Таким способом любой в пределах 50 кГц может связаться с другой станцией, при этом слушая свой любимый тон биений.

Выбор топа биений в большей степени производится исходя из личных предпочтений радиолюбителя. Распространено мнение, что очень утомительно слушать топ биений выше 700 Гц в течение долгого периода времени. Также, способность человеческого уха воспринимать сигналы, близкие по частоте, лучше проявляется на низких частотах. Например, представьте, что вы слушаете станцию с топ биениями 1000 Гц. Предположим, что вторая станция с очень похожей силой сигнала и основными характеристиками начинает передачу в 50-гцовом интервале (при 950 Гц или 1050 Гц топ биениях). Разделение этих двух сигналов с помощью промежуточной частоты или аудио фильтров будет очень сложным. Давайте представим, что для определения сигналов мы можем рассчитывать только на «фильтры» в наших ушах.

Разница частот в процентном соотношении равна:

$$\left(\frac{1050-1000}{1000}\right)\times 100 = 5\%$$

Если вы использовали 400-Гцовые топ биения, то обидчик бы находился на 450 Гц (или 350 Гц), что составляет 13% разницы между частотами. Такую разницу ухо различает намного лучше.

Неплохо было бы проводить регулярные проверки с помощью местных станций (или второго приемника), чтобы убедиться, что вы имеете «нулевые биения» на CW. Это убережет вас от ненужных разочарований. На соревнованиях я часто чистил свой QRG и работал даже с очень слабыми сигналами только для того, чтобы обнаружить, что есть такой парень с сигналом S9, вызывающий меня на 400 Гц выше. Сигнал был сильным, но я никогда его не слышал, хотя легко работал со станциями на 40 – 50 dB слабее его.

8. ЕСЛИ ВЫ – ОДНА ИЗ НЕМНОГИХ СТАНЦИЙ DX В ВАШЕМ РЕГИОНЕ.

Вам необязательно отправляться в DX-педицию, чтобы соответствовать этому условию. Есть множество стран, где радиолюбителей с лицензией можно пересчитать по пальцам на одной руке. Работа в качестве резидента или временного резидента желаемой страны очень схожа с работой в DX-педициях. Здесь требуется мастерство DX-еров высшего класса.

8.1. DX-педиции и длинноволновый диапазон.

Двадцать пять лет назад DX-педиция на 80 метрах была огромной редкостью. О 160 метрах речи вообще не шло. Это была лишь полоса частот для джентльменского общения в дневное время. 80 метров предназначались в основном для местных QSO. Большинство радиолюбителей не знали лучшего применения этим полосам частот.

К счастью, прогресс не стоял на месте и для большинства экспедиций 80 и 160 метров стали всего лишь одной из полос частот. Во время спада солнечной активности они определенно способны производить намного больше DX, чем 21 или 28 мГц.! Награды 5-Band DXCC, 5-Band WAS, 5-Band WAZ в значительной степени поспособствовали развитию DX-инга в длинноволновом диапазоне.

До недавнего времени некоторые участники DX-педиций появлялись в длинноволновом диапазоне в последний день или последние 2 дня работы (и даже хвастались тем, что могут совсем перейти на длинноволновый диапазон).

Рис.2.6 Пятерка самых известных японских операторов на 160 метрах (слева направо: JA4CQS, JA5AUC, JA4DND, JA3ONB, JA3EMU).

В настоящее время очень немногие нацелены на работу именно в длинноволновом диапазоне, особенно делая акцент на CW, который без сомнения является идеальным способом работы в длинноволновом диапазоне.

Для DX-педиции постоянное нахождение на полосе частот является лучшей политикой, гарантирующей самый лучший уровень QSO. Эта политика, конечно, не выльется во множество QSO в длинноволновом диапазоне, но гарантирует максимальную отдачу с QSL. Если вы озабочены получением результатов от длинноволнового диапазона в целом, простая логика говорит о том, что вам необходимо с первого дня начать активно наступать на 80 и 160 метров, так как они не остаются открытыми в течение всего дня. Дождаться последнего дня и обнаружить, что прохождения нет – вот политика того, кто совсем не разбирается в распространении вообще и того, кто не интересуется контактами на длинных волнах. W0CD написал следующее: «DX-педиции в новых странах должны уделять больше времени 160 метрам, чтобы не упустить хорошее распространение. Больше, чем «несколько часов прошлой ночью».

Очень важна подготовка DX-педиции к длинноволновому диапазону. Неплохая идея поинтересоваться у опытного DX-ера о том, как рассчитать прохождения для длинноволнового диапазона. Но к счастью, большинство хорошо организованных DX-педиций предусматривают наличие хотя бы одного эксперта в этом вопросе. DX-педиции должны быть способными различить часть света, в которой в данный момент в заданной полосе частот происходит пик распространения. Нет ничего более огорчительного, чем слышать, как станция на Дальнем Востоке работает с Европой на 160 метрах в 10-минутном окне, когда открывается путь на Восточное побережье США.

Joerg, YB1AQS, член знаменитой команды ZL7DK так хорошо сказал об этом: «В течение многих лет мы испытываем это снова и снова – 160 метровая антенна, если это вообще возможно, первая сверху и последняя снизу».

8.2. Частоты DX-педиций.

На 80 и 40 метрах типичные частоты DX-педиций находятся не ниже 10 кГц полос частот для CW. Прослушивание производится на 5-10 кГц выше и иногда в районе 25 кГц.

В телефонном участке DX-педиция находится в окне 3795-3805 для 80 метров, в то время как на 40 метрах вы можете обнаружить их в любой точке промежутка 7040-7100. Пожалуйста, выберите свою частоту прослушивания за пределами окон DX!

На 160 CW промежуток 1823-1826 кГц (1825 – основная частота) используется наиболее широко с QSX 1830-1835 в областях, где эти частоты доступны.

Очень важно, чтобы DX-педиция заранее объявила всем о своих частотах. Интернет – прекрасный способ сделать это. Неплохо также опубликовать запасную частоту для случая возникновения QRM. И придерживайтесь опубликованных вами частот, иначе вы начисто лишитесь доверия к себе. Но если вы предвидите такую ситуацию, публикуйте свою частоту плюс-минус 2-3 частоты.

Работая в DX-педиции в длинноволновом диапазоне, уходя с полосы частот, всегда объявляйте о том, куда вы уходите и повторяйте эту информацию несколько раз (и не слишком быстро, если вы на CW!).

8.3. Разделенная частота.

DX-педиции обычно работают на разделенных частотах, как на CW, так и на SSB. Покойный Гас Браунинг (Gus Browning), W4BPD, был одним из первых, кто включил в свою DX-педицию длинноволновый диапазон в начале 60-х. Преимущества разделения частот в длинноволновом диапазоне более заметны по сравнению с коротковолновым, так как прохождения в длинноволновом диапазоне намного короче по времени и сигналы здесь могут быть значительно слабее. Работа на разделенных частотах упрощает прослушивание DX для вызывающих стаций. В противном случае, сильный наплыв вызывающих станций неизбежно накроет станцию DX, что приведет к сильному снижению уровня QSO.

Рис.2.7. Вид на фантастическое QTH Доменико, I8UDB.

Иногда мы слышим, как DX-педиции распределяют участников на слишком большой части диапазона, что обычно не способствует увеличению уровня QSO и является необдуманным поступком по отношению к другим пользователям полосы частот. Также известны случаи, когда 2 DX-педиции в одно и то же время слушают на одной и той же части диапазона. Результатом всего вышесказанного становится беспорядок и чувство разочарования у всех, кто в этом участвовал. Здесь неизбежно будет множество QSO “not in log”.

Вызов при помощи областей вызова кажется становится стандартным подходом к регулированию наплыва участников, который становится слишком сильным, чтобы его можно было регулировать безо всяких инструкций. Эта замечательная процедура обеспечивает проведение одной станцией не более, чем 5 QSO в одной области вызова. В другом случае, распространение в конкретную область может быть утеряно еще до того, как будут пройдены 10 областей вызова. Даже при уровне QSO 2 в минуту (такой уровень довольно высок для длинноволнового диапазона) прохождение через 10 областей вызова США занимает около получаса! Когда вы работаете с США на 160 метрах проделывать такое нет никакого смысла, так как распространение обычно очень избирательно в плане области распространения.

Альтернативным вариантом, о котором я слышал, является вызов страны. В этом случае разочарование неизбежно. Почему он вызывал Голландию, а не Бельгию? Голландия располагается всего в 20 км отсюда, почему у них, а не у меня все шансы? Я думаю, что такой альтернативы нужно избегать.

160 метров имеют маленькую особенность. Часто на действительно длинных путях копирование не всегда 100%, а скачки часто зависят от области распространения и меняют свое местоположения. Чтобы добиться успеха в данном случае – не усложняйте ситуацию. Не передавайте никаких сложных инструкций. Половина ваших слушателей не воспримут эту информацию! Такие несложные инструкции, как USA 5/10 UP или EU 7 UP - то, что нужно. Более сложные инструкции неизбежно приведут к хаосу на 160 метрах.

С другой стороны, если ваш наплыв растет слишком сильно, вы можете отделить тех, кто копирует вас от тех, кто лишь «притворяется» неожиданной сменой QSX и работой с теми, кто действительно копирует вас!

Если нагрузка не слишком велика, то вас не подведет использование одной единственной частоты, которая будет использоваться DX-педицией для прослушивания. Такая система отлично работает в том случае, если наплыв не слишком сильный. Этот прием, по крайней мере, не допускает вызывающие станции на частоту DX-ера.

Наличие современного оборудования с возможностью цифрового считывания данных до 10 кГц и множества запоминающих устройств делает этот подход вполне обоснованным.

Просто не отправляйте up. Это неизбежно привлечет людей, вызывающих на частоте, удаленной от частоты DX-педиции менее, чем на 1 кГц. Вместо этого определите QSX 5 или UP 5/10. В Европе в последние годы 3500-3505 кГц часто перекрывались большим количеством QRM.

Хорошо бы в период подготовки DX-педиции спросить DX-еров из разных частей света о том, какие частоты они считают самыми лучшими для осуществления передачи в длинноволновом диапазоне. Таким способом можно избежать того, что вы появитесь на частоте, где постоянно идет передача или каждые несколько минут врывается коммерческая радиостанция.

8.4. Контролирование наплыва.

Иногда вы слышите замечательно спокойный наплыв. Мечта! Одно удовольствие послушать! Музыка для слуха! А иногда это просто хаос. В первом случае участник DX-педиции ответственно подходит к делу. Вот несколько подсказок, которым необходимо следовать, чтобы сохранить наплыв под контролем:

- Не разочаровывайте вашу публику.
- Не звучите разочарованно, излучайте уверенность.
- Показывайте власть, но не характер.
- Не усложняйте свои инструкции.
- Жестко придерживайтесь своих инструкций. Никогда не делайте «внеочередных» QSO.
- Смените частоту QSX, если наплыв растет слишком быстро. Те, кто вас копирует, незамедлительно последуют за вами.
- Избегайте копирования полу-вызовов, это снизит уровень QSO (особенно на 160 метрах, где медленное и сильное угасание – далеко не редкость). Работа с полу-вызовами подходит лишь в случае общения с Японскими станциями, но ни в коем случае не подходит для европейских.
- Всегда повторяйте полный вызов, чтобы объяснить станции DX, что она in the log, чтобы она не повторяла свой вызов.
- На 160 и 80 метрах, когда пути очень короткие несколько раз пошлите вызов станции, которой вы отвечаете. После отправки отчета, пошлите вызов еще раз и заканчивайте QSO стандартным способом (TU, 73, и т.д.). Это будет знаком для всех, кто хочет начать вызовы.
- Не меняйте способ работы. Придерживайтесь хорошо продуманной стратегии и следуйте выбранному образцу (ритму). Это позволит вам внушить уверенность вашей публике и поможет им избежать разочарования.
- Время от времени интересуйтесь, в порядке ли ваша частота (особенно если ваш уровень QSO неожиданно падает).
- Не стесняйтесь попросить вашу публику о поиске новой частоты передачи для вас.

8.5. Вызов CQ на полосе частот, которая кажется мертвой.

Мы часто слышим или читаем о том, что каждый уважающий себя и мудрый DX-ер проводит время слушая (см. Раздел 19) и осуществляет передачу только в том случае, если он уверен в контакте. Он никогда не вызывает CQ DX, а просто все время слушает и хватает DX до того, как кто-нибудь успеет его заметить. Это правило, без сомнения подходит настоящему DX-еру, охотнику.

Тем не менее, это правило не подходит тому, за кем охотятся, то есть DX! Если мы хотим, чтобы золотое правило DX-ера «слушать, слушать и еще раз слушать» заработало, то его нужно преобразовать в «ВЫЗЫВАТЬ, ВЫЗЫВАТЬ и еще раз ВЫЗЫВАТЬ»! И пожалуйста, не сдавайтесь через несколько минут. В разделе 8.2 я уже объяснял, почему в DX-педиции необходимо терпение и настойчивость для вызова CQ в то время, которое они для себя определили после CQ на полосе частот, кажущейся мертвой. Это единственный способ поймать короткое, и по этой причине кажущееся призрачным, прохождение. Будьте уверены - сотни верных DX-еров рыщут в поисках сигнала DX-педиции.

Недавно я слушал DX-педицию в районе Тихого океана (операторы были не очень опытными DX-ерами), которая «вышла на 160 метров и послушала 10 минут, но ничего не услышала». Нет, ну в самом деле, сложно же услышать слушающие станции. Участник DX-педиции должен вызывать CQ. Другое утверждение я прочел в DX Reflector «Мы будем искать снова, но если последние пара дней – показатель того, что мы встретим на 160 метрах, то нам пора перейти на 80 метров». И еще раз «поиск» – не есть способ добиться здесь успеха. Вызов CQ – единственный способ для отдаленной станции DX.

Также, не стоит бросать все после одного или двух контактов, даже если в данный момент вам не отвечают. О вас возможно объявят в DX Cluster, а распространение таких новостей требует времени! Несколько минут займет вытаскивание ваших товарищей из постелей на полосу частот и на разогрев усилителей.

Проблема иногда звучит так: «кто есть DX-ер и что есть DX»? Для европейских станций W6 или W7 – хороший DX на 160 метрах. И мы ждем, что они начнут вызывать CQ. То же самое и для других мест: Европа – хороший DX для Западного побережья, которое ожидает от европейцев вызова CQ. К счастью, у нас нет неопределенности, когда дело касается DX-педиции.

Парни XL7DK очень хорошо сказали:
«Во время нашей экспедиции мы добиваемся хотя бы одного хорошего прохождения во всех возможных направлени-

ях, но в среднем не более двух на один пункт назначения. Прохождения в особо сложных направлениях (в основном на полярных путях) имеют абсолютное преимущество. Эти пути остаются открытыми в течение 5 или 10 минут в день, если вообще открываются. Если вы решили посвятить себя работе со станциями на таких сложных путях и такой сложной полосе частот, вы должны находиться там целыми днями (вызывать CQ), чтобы не пропустить ни одного прохождения».

8.6. Информационная поддержка DX-педиций.

После довольно робких попыток предварительной проверки идей во время экспедиции AH1A, в Январе 1997 была знаменитая экспедиция VK0IR, которая послужила примером того, как отличное снаряжение экспедиции может способствовать огромному ее успеху.

В DX-педиции важно наличие «независимой» связи между экспедицией и потребителем, публикой. В прошлом обратная связь и информация должны были пересылаться в лучшее эфирное время, что было действительно стыдно. Как следствие, информационный поток был минимальным.

Хорошо организованные экспедиции могут использовать Pascat (пакетную радиосвязь через спутник) или цифровую высокочастотную связь для налаживания прочных связей между отдаленным участком местности и базой. В худшем случае они могут воспользоваться электронной почтой через систему спутниковых телефонов. Этот вариант всегда работает.

Руководитель DX-педиции регулирует входящие и исходящие потоки информации, проходящие через DX-педицию посредством вышеуказанных средств связи. Он должен так организовать свою работу, чтобы получить максимум информации от «публики» и вернуть как можно большее ее количество с удаленной станции. Он представляет DX-педицию, несет ответственность за связи с общественностью. Сегодня e-mail становится стандартным методом передачи такой информации.

Самая важная часть информационного потока включает в себя следующее:

- Что слушает DX-педиция во время прохождений в длинноволновом диапазоне, ее расписание (частоты, время).
- Кто и когда слушает DX-педицию и какие могут быть сделаны усовершенствования (внесены предложения)?
- Доступность log в режиме (практически) реального времени.

Два первых пункта направлены на оптимизацию результата и поддержание уверенности в том, что все делается для того, чтобы дело было сделано. Log в режиме реального времени необходимы для того, чтобы станции могли избежать «не чистых» (back up) контактов (не уверен на 100%, что мой первый QSO был удачным).

Однажды я пропустил связь с одной из стран на 160 метрах не сделав обратный QSO и я не могу никого обвинять за повторение того же, если человек на 100% не уверен в успехе своей первой попытки. Наличие Log в Интернет позволяет избежать такой ситуации. Это также позволяет избежать полного разочарования, если вы вдруг обнаруживаете, что были не в Log, хотя искренне думали, что именно там и находитесь!

9. ПЕРЕДАЧА НА CW В ЭТОМ ШУМНОМ ДЛИННОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ.

В этом нет никаких сомнений. CW намного превосходит телефонный участок, когда дело касается крайних условий. CW также выделяет Человека из толпы других.

QRN сильно затрудняет копирование сигнала. Существует две разновидности QRN: QRN высоких широт и тропический QRN. Длительность разрядов тропического QRN намного превышает длительность разрядов QRN высоких широт, которые отличается намного более длинными паузами между ними.

Таким образом, если вы хотите, чтобы ваш вызов пробился через QRN высоких широт, высокоскоростной CW поспособствует этому. Дэн (Dan), K8RN, который работал VK9LX в длинноволновом диапазоне сказал следующее:

«QRN был очень сильным и прием сигнала оказался сложным даже для антенны Бевериджа. Мне казалось, что если бы передающие станции вели передачу быстрее, у них были бы все шансы на успех в промежутках между электрическими разрядами. Если скорость слишком низкая, ничего не поможет».

Но высокоскоростной CW не способствует прорыву через тропический QRN.

Рольф (Rolf), SM5MX, XV7SW не так давно разместил свой комментарий в Top Band Reflector:

«В тропическом QRN длительность каждого разряда достаточно велика для того, чтобы полностью скрыть сигнал. На конце DX вы можете просто подумать, что с другой стороны кто-то есть и вызывает QRZ?, но то же самое повторится и во время следующего разряда и так дальше, если скорость слишком высока. То есть, я думаю, что снижение скорости окажет вам огромную помощь. И когда вы выхватите кусочек информации, то там, то здесь, то сможете собрать ее в полноценный вызов и добиться результатов».

Относительно другого аспекта высокоскоростной передачи на CW в длинноволновом диапазоне Том (Tom), N4KG сказал следующее:

«Высокая скорость станций DX на CW в длинноволновом диапазоне приводит к неразберихе и беспорядку в наплыве. Половина вызывающих станций не могут скопировать ничего, кроме своих собственных сигналов, даже с хорошим сигналом в спокойной полосе частот».

В действительности, я думаю, что станция DX определяет скорость CW. Скорость ее передачи должна быть равна ожидаемой скорости ответа. Том (Tom), N4KG, добавил «станции DX передающие около 30 WPM в длинноволновом диапазоне на самом деле снижают свой уровень и поддерживают более слабые вызовы. В большинстве случаев хорошо работает диапазон 25-28 WPM. На длинных полярных маршрутах со слабыми сигналами, QSB и QRN высокая скорость отрицательно влияет на уровень QSO. Двойное повторение вызова при 25 WPM занимает меньше времени, чем тройное при 30 WPM и копируется с гораздо большей готовностью.

Юрген (Joergen), YB1AQS, привел следующую формулировку:

> *«Даже если вы слышите всех кристально четко, не бросайтесь ни на кого на CW при 35 WPM! На 160 метрах достаточно 22 WPM, а на 80 метрах – 28 WPM. Повторяйте их позывные два раза перед отчетом и, как минимум, один раз в конце».*

10. СЕТИ И РАБОТА ПО СПИСКАМ.

Работа по спискам, которая ежедневно производится в высокочастотных диапазонах, является производной от таких сетей, как Тихоокеанская сеть DX, сеть P29JS/VK9NS и другие. В этих сетях «руководитель» (MC) регистрирует станции DX и другие, обычно по принадлежности к определенной территории. После проведения процедуры регистрации, MC направляет все станции «не DX» (в порядке очереди, по одной за раз) для работы со станциями DX. В большинстве случаев «не DX» станции в действительности работали со станциями DX, но здесь нужно учесть отсутствие конкуренции, вызова и ноу-хау. Некоторые даже связывались с MC по телефону, чтобы попасть в его список. Ну и какое удовлетворение можно получить от такого QSO? Да, такой вариант дает возможность оператору QRP работать со станцией DX и единственное, что вам остается сделать – это скопировать ваш отчет. MC часто QSP ваш вызов. А если станция DX – это DX-педиция, то появляется хороший шанс на то, что он выдаст всем рапорт 59, что даже упрощает ситуацию. Похоже на ловлю рыбы в бочке, с моей точки зрения.

В конце 1970-х работа по спискам, направляемая организованными сетями, вдруг начала в больших количествах появляться на всех полосах частот под руководством MC – добровольцев. Эта система вскоре распространилась и на 80 и 40-метровый телефонные участки. К счастью, до CW дело не дошло. Это одна из причин того, почему настоящие DX-еры любят CW [505]. Многие известные DX-еры недолюбливают систему списков, но им пришлось научиться сосуществовать с ней.

Система списков не может быть использована, если станция DX не принимает участия в процессе. К счастью, мы все чаще убеждаемся в том, что DX-педиции работают гораздо лучше вне этой системы. Я был свидетелем того, как станции запрашивали Карла (Carl), WB4ZNH, работавшего как 3C1BG о работе со списками операциями. Карл был оскорблен предложением и попросил станцию объявить всем его передающую частоту (он, безусловно, работал на разделенной частоте), чтобы не работать ни с одной станцией, чьи позывные передаются через другую станцию.

Если станция DX оказывается вовлеченной в работу со списками, это обычно означает, что она не может справиться с ситуацией. Способность справиться с наплывом - это часть «игры» станций DX, расположенных далеко от других. И не может быть никаких оправданий DX-педиции, попавшей в такую ситуацию. Если вы не можете сами контролировать ситуацию – вам нечего делать в DX-педиции.

Несколько лет назад я работал в DX-педиции в Карибском бассейне на 80 метрах и оператор попросил меня составить для него список приблизительно из 100 (!) Европейских станций, с которыми он собирался поработать следующим (!) утром. Я отказался, мягко намекнув, что было просто глупо просить меня об этом, так как он был S9 плюс в Европе много часов ежедневно и мог бы работать приблизительно с двумя станциями в минуту, если бы работал на разделенной частоте. Я предложил ему частоту, на которой он найдет станцию, которая может согласиться «работать» с ним. Станция HB9 создала длинный список на следующий час или больше. Следующее утро оказалось хуже, чем можно было ожидать. Половины из списка не оказалось на месте и еще больше народу хотело продолжить список. Оператор той же DX-педиции должно быть запомнил мой отказ сделать список для него и через несколько лет отказался работать со мной на 160 метрах. Но в этот раз я не слышал, чтобы он работал со списками, значит, мой урок пошел на пользу.

Не просите станцию DX сделать списки. Они просто на вас обидятся.

Для случая, когда начинающая неопытная станция DX к своему несчастью выбирает работу со списками, привожу 11 «Заповедей» работы со списками, которых должны строго придерживаться MC и станция DX:

1. Станция MC должна иметь абсолютную копию Q5 станции DX.

2. Списки должны составляться во время операции. Списки должны быть короткими. В идеале – не более 10 станций.

3. MC должен быть как можно более объективным при выборе вызовов в наплыве. Он не должен просить назвать «две последние буквы позывных». В большинстве стран это считается нелегальным. (W3BGN называет это «синдромом двух последних букв»).

4. MC должен использовать вторую станцию, находящуюся в достаточном удалении, позволяющую охватить разные области. Вторая станция также может работать с коротким списком на другой частоте.

5. MC никогда не должен работать со станциями, которые все время рвутся вне очереди

или продолжают передавать позывные, когда никакого списка нет. Конец участка – хороший способ принять вызов, если, конечно, это действительно конец участка. Очень неприятно слышать позывные так называемых оканчивающих участков в момент передачи отчета станцией DX и секундой позже присылающих отчет Q5 на станцию DX.

6. МС никогда не должен ссылаться на умышленное глушение радиопередачи на частоте. Если возникает умышленное глушение и много комментариев, не должен ли он задуматься о том, что делает что-то не так?

7. МС при составлении списка должен прислушиваться к остальному DX (иногда DX любит взаимодействовать с другим DX). МС должен быть в курсе условий распространения для станции DX и времени наступления сумерек в QTH станции. При составлении списков МС должен выборочно использовать позывные, всегда пропуская вперед станции, находящиеся в преддверии заката или восхода, распространение станции, DX для которых скоро закроется. Другими словами, МС должен иметь глобальные знания в области распространения в длинноволновом диапазоне.

8. МС никогда не должен пересылать рапорты.

9. Для ускорения операции МС должен давать каждой передающей станции не более двух попыток. Если станция не укладывается в две попытки, то, скорее всего, она гадает на кофейной гуще и МС должен продолжить свое дело с другой станцией.

10. Следовать ли этой рекомендации или нет – дело МС, но я настаиваю на том, чтобы он проверял достоверность получения информации с обеих сторон, чтобы убедиться в том, что был проведен полноценный QSO. Он должен быть уверен в том, что отчет подтвержден с обеих сторон. Если обмена информацией не происходит, он должен уведомить станцию DX о том, что QSO не произошло и, если кто-то передал рапорт, МС должен посоветовать станции DX изменить рапорт и попробовать еще раз обменяться информацией.

11. Система списков должна использоваться в самом крайнем случае, когда другого выхода уже нет.

Есть еще ряд правил, которых должны придерживаться «простые» участники данной операции:

1. QSO должен состоять из полностью подтвержденного и переданного рапорта.

2. Вызывающая станция не должна повторять позывные станции DX. Длительность обмена должна быть сведена к минимуму. Если не хотите выглядеть глупо, не повторяйте «в последний раз слышал тебя на 55». Когда это было? Вчера?

3. Вызывающая станция не должна проситься в список, если не может копировать станцию DX достаточно хорошо. Если вызывающая станция не возвращается, когда станция DX обращается к ней и если такая ситуация повторится, то оператор этой станции просто выглядит глупцом.

4. Если вызывающая станция не слышит МС, но очень хорошо слышит станцию DX, она может обратиться к станции DX с просьбой передать МС, чтобы он включил ее в свой список. Такое случалось и со мной, когда я пытался работать со станцией в Африке, когда МС находился в Германии, а скачок не давал мне возможности попасть в список обычным способом.

Практически во всех случаях работы со списком можно избежать, если ты работаешь на разделенных частотах.

То, что я уделяю столько внимания работе со списками, ни коим образом не означает, что я являюсь приверженцем такого образа действий. Я считаю этот путь слишком простым и неинтересным. Из-за того, что мы сталкиваемся с ограничениями ширины полосы частот на 80-метровом SSB (5-6 каналов в диапазоне от 3775 до 3800 кГц), а также из-за большого количества неопытных операторов и новичков, мы, скорее всего, будем вынуждены мириться с системой списков вечно. Если вы ненавидите списки также как и я, держитесь подальше от SSB и переходите на CW. На CW я ни разу не встретил ни одного списка. А еще лучше попробуйте 160-метровый диапазон. Вот где настоящие ощущения!

Я абсолютно уверен в том, что не менее 50% QSO, проведенных с помощью сетей и списков никогда бы не произошли без помощи МС. Ценность таких QSO сильно занижена. Возникает вопрос: какое удовлетворение можно получить от «пародии» на контакт!? А на SSB такое происходит все время. K4ZW в своей реплике выразил горькое сожаление:

> *«Прошлый год, заполненный фантомными QSO станций США с JT1BG, проводимыми с помощью МС из Европы, был просто ужасен. Даже несмотря на то, что эти люди плохо слышали Bator, они рассчитывали 3*3, а затем отправляли QSL тот же рапорт. Очень жаль, что это происходило в длинноволновом диапазоне».*

И в заключение темы, посвященной работе со списками, приведу историю, рассказанную Доном Ньюландсом (Don Newlands), VE3HGN, впервые напечатанную в Январе 1985г. в Radiosporting.

Мой дед ловил рыбу на еду, отец рыбачил из спортивного интереса, а я не рыбачу совсем. Я покупаю рыбу в магазине, как и многие другие. Но все мы, очевидно, имеем общий интерес: мы все хотим рыбы.

Дед стоял в ледяной воде, забрасывая удочки и сматывая леску до тех пор, пока не переставал чувствовать ног; человек в гармонии с природой. Я плохо его помню. Он не много разговаривал, но выглядел уверенным и удовлетворенным жизнью.

С другой стороны, мой отец был обладателем дорогостоящей яхты, оборудованной по последнему слову техники. Он хвастался своим уловом и с гордостью показывал всем самые удачные экземпляры.

У меня же сейчас на это просто нет времени. Я готов простоять несколько минут в очереди в рыбном магазине и могу либо съесть купленную рыбу, либо положить в холодильник, но часами морозить свою задницу в ледяной воде? Или покупать за бешеные деньги лодку, чтобы просто порыбачить? Сегодня это значит безнадежно отстать от жизни.

А теперь вы, пожалуй, спросите меня, какое же отношение все это имеет к любительскому радио? А самое прямое! Мой дед был настоящим DX-ером: проволочные антенны, 20 Ватт и электрические искры, способные поджечь дом. Мой отец был DX-ером, использующим многоярусные антенны, антенны Бевериджа, фазированные вертикальные решетки, линии передачи толщиной с руку и прочее. И он не давал спать никому в семье своими шумными изъявлениями радости.

С моей точки зрения все это выглядит примитивно и неорганизованно. Я предпочитаю использовать простую трехдиапазонную директорную антенну на 40 футах и длинноволновый диполь с трапом, конец которого находится в 35 футах от земли.

Все, что я делаю, это передаю позывные (или просто две последних буквы – я знаю, это незаконно, но..) составителю списков и через минуту получаю результат. Мне только остается услышать голос МС «Есть контакт!» и никаких проблем. Ах да, мои сертификаты (естественно, все в рамочках) точно такие же, как и у них. Вот это я называю прогрессом!

CQ DX, CQ DX – это позывные вымирающих видов. Теперь позывные должны звучать так: «Поместите меня в список». А как попасть в список? А телефон на что? И не забудьте спросить, есть ли у них подходящая рыбка для вас?

Рис.2.8. Автор, ON4UN, и Питер, DJ8WL, в сумме имеют связи с 550 государствами в верхней части длинноволнового диапазона, на конференции радиолюбителей в Фридрихшафене, Германия.

11. ОРГАНИЗАЦИЯ SKEDS ДЛЯ ДЛИННОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА.

Если уж вы начали восхождение по лестнице DXCC, то вы неизбежно придете к тому моменту, когда начнете просить станции «более коротковолновых» (если вы там работаете) диапазонов сделать skeds в длинноволновый диапазон. Несколько лет назад на подобную просьбу существовал стандартный ответ: «Извините, но я работаю только DX» или «Да, я работаю на 40 метрах». За последние 20 лет многие DX-еры, работающие в длинноволновом диапазоне, расширили свои горизонты и в их словарь добавились 80 метров и определение длинноволнового диапазона. Ответ преобразовался в «Да, я QRV на 40 и 80». Но для большинства 160 метров все еще остаются неизвестной и неисследованной территорией.

Время от времени DX-ер коротковолнового диапазона скажет: «Да вы не первый, кто об этом спрашивает. Может быть, мне стоит над этим подумать. Подскажите, пожалуйста, какую антенну мне необходимо использовать». То есть, не стесняйтесь спрашивать. По крайней мере, это поможет кому-то осознать, что ВЧ диапазон простирается прямо вниз до 160 метров.

Если вас попросили помочь выбрать антенну для 160 метров, не обнадеживайте новичка идеей о том, что влажная струна сотворит чудо. Я всегда выступаю в защиту инвертированной L антенны для передачи информации, а если инвертированная L слишком плохо принимает, я предлагаю попробовать 80-метровый диполь для приема. Если у человека есть усилитель, который работает на 160 метрах, пусть он его использует. Мощность на 160 метрах не повредит. Не обманывайте ни себя, ни новичка.

Если вы получаете положительный ответ, пришел ваш черед определить самое лучшее время. Не забывайте о том, что вы – просящая сторона и назначьте время прохождения не посреди ночи вашего партнера. А лучше сами встаньте ночью! Также, не соглашайтесь на одиночный sked. Организуйте как минимуму три sked или каждый день целую неделю. Сообщите другой стороне, что полоса может быть свободна только один день с трех до пяти. Выясните, какую мощность он использует для 160 метров и какую антенну использует, чтобы знать, какого сигнала вам ожидать.

Не забывайте о том, что вам в любой момент может понадобиться информация о времени восхода и заката солнца. Большинство компьютерных программ для записи данных имеют такую информацию (например, DXbase) и вы можете получить информацию в режиме on line.

Попросите противоположную сторону не вызывать вас. Это вы должны вызывать его (не передавайте его полные позывные, только две последних буквы) или просто передавайте CQDX четко в назначенное время четко на оговоренной частоте. Заставьте ваших слушателей понервничать, если они не в курсе sked, и сделайте все возможное, чтобы уберечь «ваш» sked от покушений посторонних.

Если вы работаете QSX, не разглашайте свою частоту прослушивания, пока на поработаете с вашим sked! Если вы не уверены, что сможете использовать свой шанс (может быть, из-за того, что ваши настройки не так хороши, как у вашего партнера), сообщите о предстоящем sked вашему другу, станция которого лучше вашей. Он, возможно, поможет вам, а у вас появится шанс стать почетным номером два, поработавшим с новой станцией. Кстати, уж если вы поработали с новой станцией, четко все пропишите, дайте полные позывные станции, с которой вы только что работали и освободите частоту (CL). Если у вас пакетная радиосвязь и вы подсоединены к DX Cluster, объявите станцию, с которой вы только что работали, чтобы и остальные могли с ней работать.

Но не будьте слишком альтруистичны, не размещайте ваш sked в Cluster, если, конечно, вы не мазохист. Не советую, также, объявлять станцию, с которой вы только собираетесь поработать. Это только усложнит вам дело, не забывайте – нужно быть первым!

Также неплохо подумать о частоте, на которую вы уйдете после sked. 40 метров в большинстве случаев для этого подходит лучше всего.

12. РАБОТА С УДАЛЕННЫМИ СТАНЦИЯМИ.

Работать с первыми 100 странами на 40 или 80 метрах довольно легко. Хорошо оборудованные станции проводят такую работу на соревнованиях за один уикенд. Любой обладатель хорошей станции легко проделает это в течение года. Все большее количество станций добиваются DXCC на 160 метрах. Большая часть соревнований DX (CQ World-wide DX, ARRL 160- Метров и т.д.) являются хорошей возможностью набрать очки в длинноволновом диапазоне. Одним из пунктов схемы всех DX-педиций с большой буквы сейчас обязательно является работа в длинноволновом диапазоне.

13. ПОЛУЧЕНИЕ САМОЙ СВЕЖЕЙ ИНФОРМАЦИИ.

В прошлом (звучит, как предыстория) по всему миру дюжины бюллетеней DX информировали нас о происходящем.

Затем появилась пакетная радиосвязь и DX Clusters. Информация сильно «посвежела» и, переданная из США, в течение одного дня или около того попадала в Европу.

Местные сети DX, процветавшие десятилетие назад в основном на 2-метровом FM, практически канули в лету.

Сегодня практически все опытные DX-еры используют Интернет и e-mail для получения последних данных. Во время DX-педиции VK0IR свыше трех бюллетеней ежедневно отправлялись в Интернет, так что новости с острова Heard Island попадали в течение часа практически в каждый дом.

Рис.2.9. Боб Эшлеман (Bob Eshleman) V4DR, профессионал любого диапазона имеет в коллекции 350 стран на 40, 338 на 80 и 283 на 160 метрах – поразительный результат! Мало того, Боб активно работает во всех других диапазонах, включая 30, 17 и 12 метров.

DX-еры быстро привыкли к Интернет и его потрясающим возможностям. Интернет безусловно изменил способ DX-инга для многих из нас. К лучшему ли? Похоже, что дни настоящего DX-инга канули в прошлое. Он практически превратился в подобие стрельбы по мишени. Особенно в коротковолновых диапазонах, где этот процесс сейчас напоминает ловлю рыбы в бочке.

DX Clusters состоят из сетей ссылок пакетного радио, где все объявления транслируются всем станциям, зарегистрированным в Cluster. Те же станции являются источником информации, передаваемой в режиме реального времени другим станциям, зарегистрированным в одном из узлов сети. DX Clusters – довольно современное явление. DX Clusters не перестают процветать. Сейчас существуют входы в Интернет через TCP/IP, которые позволяют соединять DX Clusters всего мира.

В то время как DX Clusters пакетного радио обычно используются на стационарных станциях DX, подавляющая часть стандартной информации DX-педиций обычно распространяется с помощью Интернет и e-mail.

Чистая правда – Интернет и DX Clusters изменили связь DX в целом. Есть публикации, в которых DX Clusters описаны как величайшее зло для Любительского радио. Это было сделано, чтобы дисквалифицировать искусство слушания. Скотт (Scott), W4PA, очень ярко выразил свое мнение по этому поводу: «Плюнь же, наконец, на пакетное радио! Действуй как мужчина!». DX Clusters изменили саму суть DX-инга. «Маленькая» станция с оператором, проводящим все свое время за прослушиванием, и часто первым ловящим станцию DX, часто проигрывает перед более хорошо оборудованными станциями, так как они сейчас получают информацию о DX гораздо быстрее. Но факт остается фактом: DX Clusters и Интернет остаются с нами и нам придется совершенствовать качества, которые помогут сохранить это достижение технологии в этом ускоряющемся мире, полном конкуренции.

Я на своем личном опыте убедился в том, что DX Clusters, reflectors и различные Веб страницы являются прекрасными вспомогательными инструментами, которые появились в результате развития нашего замечательного хобби.

DX Clusters собирают вместе множество специалистов из абсолютно разных областей Любительского радио: специалистов по железу и программному обеспечению, специалистов по установке и обслуживанию надежных соединений в пакетном радио на больших территориях. И конечно же не будем забывать о DX-ерах, которые лучше всего используют эту замечательную систему и поддерживают DX Clusters в финансовом плане. Я не смогу назвать ни одной другой области любительского радио, где люди с такими разными интересами работали бы вместе и так наслаждались результатами своей работы. DX Clusters – это еще один шаг вперед в развитии нашего замечательного хобби, в котором мы используем всю новейшую технику и технологии, с помощью которых раздвигаем границы возможного.

Интернет сделал возможным супер-скоростной обмен информацией между разными группами по интересам. Три таких группы должны интересовать каждого DX-ера, работающего в длинноволновом диапазоне:

- The Low-Band Reflector
- The DX Reflector
- The Contest Reflector

Рефлекторы представляют собой полуоткрытые почтовые ящики, на рассылки которых любой может подписаться бесплатно. Подписавшись вы будете получать копии всех писем, приходящих на рефлектор. Посылая запрос на рефлектор, вы обращаетесь сразу ко всем подписчикам. Подробнее об этом я расскажу позже.

Сейчас вы можете использовать все эти «выгоды» с помощью многоцелевых программ под Windows. Программное обеспечение современного журнала позволит вам соединяться с местным DX Cluster и одновременно с всемирным Internet Cluster через TCP/IP, если пожелаете. DX4WIN является наиболее популярной и продвинутой программой на данный момент (см. **http://www.erols.com/pvander**). Другие программы позволяют вам соединяться с более чем 10 DX Clusters одновременно через местный узел пакетного радио и автоматически повторять соединение при его нарушении. QW – программа, написанная Марио Фицем (Mario Fietz), DL4MFM, (см. **http://www.qsl.net/d10qw** или **http://www.aol.com/d10qw**). QW, написанная под Windows 3 и Windows 95, отфильтрует все задвоенные объявления.

Много лет назад журналы по теме DX служили благородной цели - информировать DX-еров о приближающихся событиях. Теперь эту роль на себя взяли DX Clusters и Интернет.

Насколько я знаю, единственной ежемесячной специализированной публикацией на тему длинноволнового диапазона является «The Low Band Monitor», публикуемый Лансом Джонсоном (Lance Johnson) (**http://www.qth.com/lowband**).

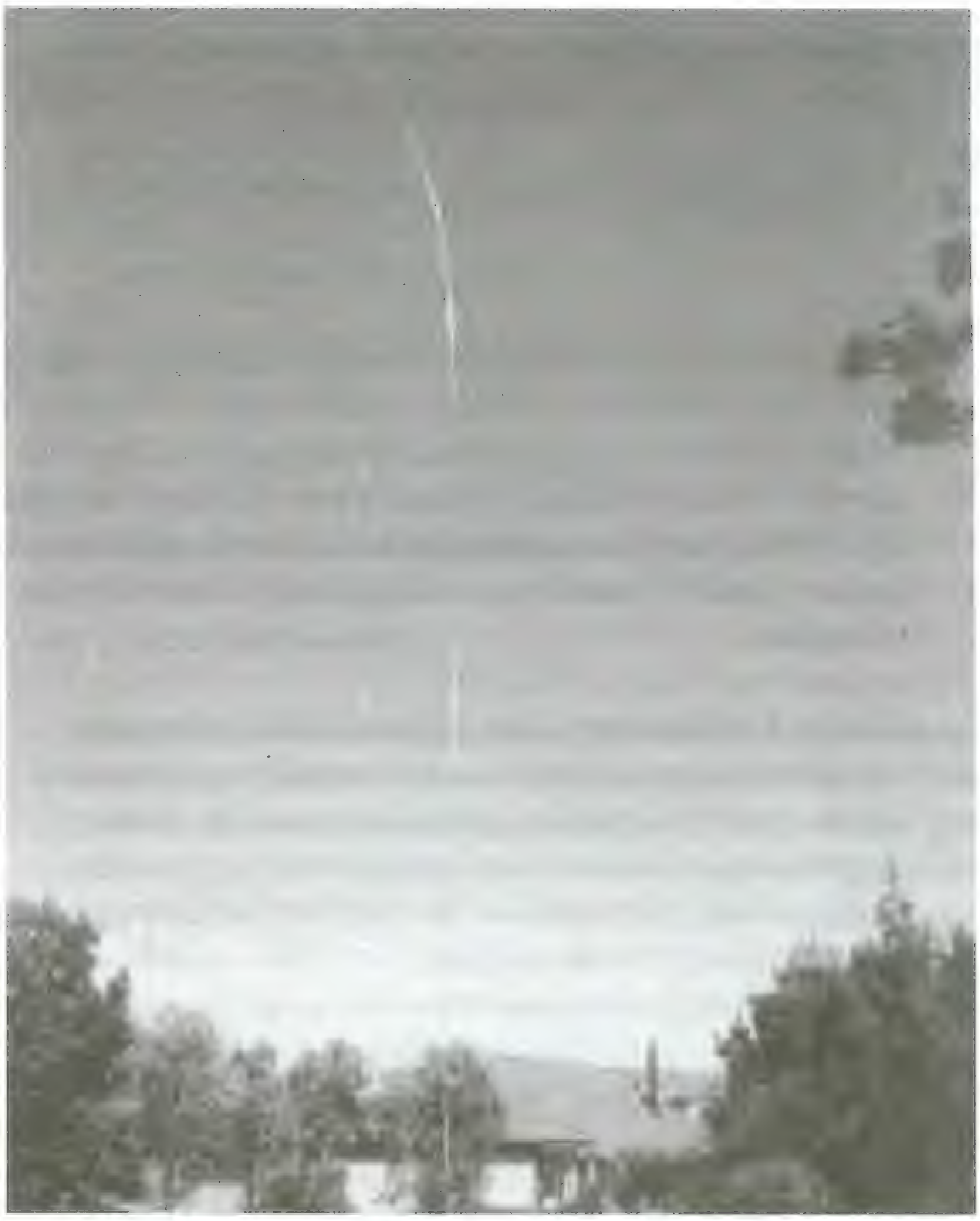


Рис.2.10. Титанекс (Titanex) – 21-метровая вертикальная антенна, которая устраняет некачественные сигналы в длинноволновом диапазоне разных DX-педиций в районе Тихого океана. Эта фотография была сделана при сильном ветре во время DX-педиции ZL7DK на остров Чатем.

Этот небольшой журнал публикует ежемесячные отчеты, истории о последних DX-педициях в длинноволновом диапазоне (и log на 160 метров), статьи об антеннах и т.д. Я каждый раз жду, не дождусь следующего выпуска!

14. ПРАВИЛА РАБОТЫ В ОТДАЛЕННЫХ DX-педиЦИЯХ.

Джорг (Joerg), YB1AQS/DL8WPX (принадлежащий к ряду таких знаменитостей как ZL7DK, VK9CR, VK9XY, S21XX) сформулировал следующие правила:

> Правило 1: Слушать, слушать и еще раз слушать! Это намного сложнее, чем передавать, но это ваш единственный шанс …
>
> Правило 2: Не сдавайтесь до самого момента завершения DX-педиции. Если у вас серьезные намерения, вы не можете пропустить ни единой возможности обнаружить прохождение (а прохождение может начаться в самый последний день).
>
> Правило 3: Прохождение по длинному пути очень избирательно с точки зрения области прохождения. Не забывайте тщательно контролировать то, с кем вы работаете, и в каком направлении идет распро-

странение, чтобы определить направление вашего скачка.

Правило 4: Для средних расстояний существуют не только прохождения в сумерках. Не ждите сумерек, а встаньте на час пораньше и будете победителем.

Правило 5: При больших наплывах старайтесь избегать вызова нулевых биений с кем-то еще. 100 Герц в ту или другую сторону играют большую роль. На 160 метрах я пошел бы еще дальше. Если вы когда-нибудь работали с полноценным наплывом, перекрываемым двумя слоями тропического шума, вы поймете, о чем я говорю.

Правило 6: Закончить значит ЗАКОНЧИТЬ. Определенно это можно назвать искусством и не каждый DX-ер может выполнить это правильно. Не вмешивайтесь со своим разговором до тех пор, пока предыдущий не завершен на 100%. Хронометраж вашего вызова имеет решающее значение и вы должны синхронизировать свои действия с поведением станции DX. Но это значит, что вы должны хорошо слышать станцию. Если это не так, то даже и не пытайтесь.

Правило 7: В случае, если на частоте DX неразбериха, не волнуйтесь и следите за ситуацией. Хороший оператор DX скоро разберется в ситуации и, скорее всего, немного переместится.

Правило 8: Если вы делаете вызов, то делайте это с умеренной скоростью и примите во внимание, что поймать вас довольно сложно для DX, особенно если он находится в тропиках. На 160 метрах недостаточно сделать один единственный вызов, если DX оператор должен интерполировать ваш вызов, но более трех вызовов подряд также не дадут результата.

15. НАГРАДЫ И ДОСТИЖЕНИЯ.

Существует несколько наград за достижения в области длинноволнового диапазона. IARU учредила 160-метровые и 80-метровые награды WAC (Завоевавшим все континенты). Эти награды можно получить через общества IARU, включая ARRL (225 Main Street, Newington, CT 06111, USA). ARRL также проводит отдельные награждения DXCC для 160, 80 и 40 метров. Более подробную информацию вы найдете на странице ARRL в Интернет (**http://www.arrl.org/awards**).

Журнал CQ проводит награждения WAS за достижения в каком-либо определенном диапазоне. Заявки на участие в WAS присылайте K1MEM, Jim Dionne, 31 De Marco Rd, Sudbury, MA 01776, USA.

В дополнение, существуют еще награды, которые вызывают огромное желание их заполучить: 5-полосный DXCC (тем, кто работал со 100 странами на всех 5 полосах частот), 5-полосный WAS (тем, кто работал со всеми государствами), обе награды учреждены ARRL, и 5-полосный WAZ (за работу во всех 40 зонах CQ в каждой из 5 полос частот, от 10 до 80 метров), награда учреждена CQ (через K1MEM, см. выше).

Спонсорские награждения DX-еров The Low Band Monitor (**http://www.qth.com/lowband**) открывают каждый сезон 1 Сентября и закрывают 31 Марта:

- 160 – метровый WAC – первый, самый квалифицированный LBM подписчик WAC получает в качестве награды за достижения красивую именную дощечку. Другие достойные подписчики получают личные пронумерованные сертификаты за участие в 160-метровом WAC.
- 160 – метровый 100 – Первый LBM подписчик, работавший DXCC со 100 странами на 80 метрах, получает красивую именную дощечку. Остальные достойные подписчики получают личные пронумерованные сертификаты за участие в 80 -метровом 100.
- 40 – метровый 150. Первый LBM подписчик, работавший DXCC со 150 странами на 40 метрах, получает красивую именную дощечку. Остальные достойные подписчики получают личные пронумерованные сертификаты за участие в 40-метровом 150.

Награды за достижения, учрежденные спонсорами большинства конкурсов DX для каждой конкретной полосы частот, также очень ценятся энтузиастами длинноволнового диапазона.

Основными конкурсами, вызывающими особый интерес DX-еров длинноволнового диапазона являются:

- Всемирный конкурс CQ DX (телефонный участок, проводится в последние выходные Октября)
- Всемирный конкурс CQ DX (CW, проводится в последние выходные Ноября)
- Всемирный конкурс CQ DX для 160 метров (CW, обычно проводится в последние выходные Января)
- Всемирный конкурс CQ DX для 160 метров (телефонный участок, обычно проводится в последние выходные Февраля)
- Международный ARRL конкурс DX (CW, третьи выходные Февраля)
- Международный ARRL конкурс DX (телефонный участок, первые выходные Марта)
- 160-метровый конкурс ARRL (первые выходные Декабря)
- The Stew Perry Topband Distance Challenge (последние выходные Декабря).

Материковые и мировые рекорды регулярно побиваются. Это зависит от солнечной активности и усовершенствования антенн и техника работы и т.д.

Коллекционирование наград обычно не является основной частью DX-инга в длинноволновом диапазоне. Получение как можно большего числа карточек QSL для новых стран важно, по крайней мере, тогда, когда вы собираетесь их заявить. К сожалению, на всех частотах слишком много бутлегеров и неподтвержденных обменов информацией, которые оптимисты расценивают как QSO. Эти факторы делают важным письменное подтверждение, если конечно оператор никогда не собирается заявить страну или всю зону. Многие другие победы могут быть результатом кем-то однажды поставленной цели.

Максимально возможным достижением для DX-ера является работа со всеми странами на всех полосах частот длинноволнового диапазона. Эта цель довольно легко достижима на 40 метрах, возможна на 80 метрах, но практически недосягаема на 160 метрах, хотя 160-метровые очки медленно, но верно подбираются к отметке 300. Возникает единственный вопрос:

«Увидим ли мы победителя до конца этого века?».

16. ЗАНИМАЕМАЯ ПОЗИЦИЯ.

Ежегодно ARRL публикует Книгу года DXCC, где победители расположены в соответствии со степенями их наград в различных списках DXCC. Если вы не находите в этой книге чьих-то позывных, то, скорее всего, статус этого участника просто не изменился за последний год DXCC (с Октября по Сентябрь).

Ник (Nick), VK21CV/VK0LX (**http://www.qsl.net/160**), издает страничку в Интернет с названием «Кто есть кто в длинноволновом диапазоне». Здесь перечислены позиции в мировом масштабе, для Европы, США, Восточного побережья, Среднего Запада и Западного побережья.

17. ИССЛЕДОВАНИЯ.

В начале 1998г. среди завсегдатаев длинноволнового диапазона было проведено исследование. Для сбора данных использовался Интернет. Ник (Nick), VK21CV очень помог с размещением анкеты на своей популярной Веб странице. Электронная почта была разослана всем станциям DXCC, занимающим верхнюю часть списка (80 и 160 метров) и некоторым знаменитым станциям, регулярно принимающим участие в основных конкурсах и набравшим большое количество очков в длинноволновом диапазоне, электронный адрес которых я знал.

Более 200 активных DX-еров длинноволнового диапазона прислали заполненные анкеты.

Целью сбора информации является демонстрация достижений ведущих DX-еров длинноволнового диапазона, а также оборудования и антенн, которые они используют.

Собранная с помощью анкет информация была использована для расчета в процентах:

- метод на полосу частот
- антенны для 40 метров
- антенны для 80 метров
- антенны для 160 метров
- специальные принимающие антенны
- оборудование

Каждый из этих пунктов я рассчитал относительно всего количества участников опроса (232 записи) и относительно 100 ведущих участников. Участники были ранжированы по количеству стран, с которыми они работали во всех трех полосах частот длинноволнового диапазона (40+80+160). Такое ранжирование позволяет вам увидеть, как наиболее успешные DX-еры длинноволнового диапазона отличаются от среднего радиолюбителя.

17.1. Достижения.

Цифры, характеризующие достижения DX-еров, перечислены в Таблице 1, а цифры по оборудованию и антеннам в Таблице 2 (таблицы приведены в конце этой главы). Списки составлены в алфавитном порядке в соответствии с позывными. В колонках 2, 3 и 4 приведен год, в котором станция начала заниматься DX на 40, 80 и 160 метрах.

Приведенные позиции DXCC – позиции на все времена. Позиции WAZ для 160 и 80 метров также показаны. Судя по тому, что количество стран, с которыми работали на 160 метрах, приближается к 300, эта отметка будет пройдена еще до начала следующего века! И кому же еще добиться такого результата, как не W4ZV?

Целью составления подобных таблиц является отнюдь не точный отчет о позициях DXCC, а демонстрация достижений ведущих DX-еров и средств, которые помогают им этого добиться. Нескольких знаменитых DX-еров вы не увидите в этих таблицах. Они предпочли не отвечать на вопросы анкеты, что, безусловно, является их привилегией.

Ранжирование первых победителей на 160 метрах можно найти в замечательной книге DXing on the edge [511], написанной K1ZM, и в Amateur Radio Almanac, который публикуется ежегодно.

Возраст участников этого голосования колеблется от 29 до 82 лет, а средний возраст DX-еров составляет 50 лет. Это легко объяснить тем, что большинство DX-еров в молодости начинают с коротковолнового диапазона, и только повзрослев и став более мудрыми они начинают добавлять адреналина в свое замечательное хобби.

По данным нашего исследования средний DX-ер длинноволнового диапазона 22 года проводит на 40 метрах, 20 лет на 80 метрах и только 14 лет на 160 метрах. Нельзя отрицать тот факт, что популярность 160 метров за последние 10 лет сильно возросла.

Исследование показало, что соотношение между методами на трех полосах частот следующее:

	Вся группа		100 лидеров	
Полоса частот	CW	SSB	CW	SSB
160	87%	13%	94%	6%
80	64%	36%	68%	32%
40	76%	24%	81%	19%

Причина такого разделения на CW/SSB очевидна: CW является самым эффективным методом, когда дело касается слабых сигналов в плохих условиях. Процентное соотношение на 40 метрах объясняется тем, что в США телефонный участок частично используется службами радиовещания в других частях земного шара.

17.2. Антенны и Оборудование.

В **таблице 2.1** приведены антенны, используемые участниками голосования.

Для 40 метров:

Тип антенны	Вся группа	100 лидеров
2-х элементная антенна Яги	33%	35%
Диполь	16%	15%
3-х элементная антенна Яги	16%	18%
Другие (напр., петлевые)	14%	15%
Вертикальные антенны	12%	10%
Фазированные вертикальные антенны	9%	7%

Двухэлементный Cushcraft и антенна Hy-Gain особенно популярны на 40 метрах.

Для 80 метров:

Тип антенны	Вся группа	100 лидеров
Вертикальная антенна	24%	20%
Диполь/ инвертированная V	20%	23%
Вертикальная решетка	15%	14%
Четверть-волновая петлевая	11%	11%
Delta Loop/Quad	9%	12%
Полуволновая петлевая	6%	8%
Мачта шунтового питания	4%	2%
Антенна Яги/ Quad	8%	7%
Другие	3%	3%

Вертикальные антенны отделены от вышек шунтового питания, так как последние являются «посвященными» конструкциями. Вполне нормально, что не многие DX-еры запитывают свои вышки для 80 метров с помощью шунта, так как практически во всех случаях электрическая длина получается слишком большой.

Для 160 метров:

Тип антенны	Вся группа	100 лидеров
Вертикальная антенна	23%	20%
Диполь/ инвертированная L/T	22%	22%
Мачта шунтового питания	18%	19%
Диполь/ инвертированная V	14%	18%
Вертикальная решетка	9%	9%
Четверть-волновая петлевая	9%	10%
Петлевая	3%	3%
Другие	2%	0%

Вертикальные антенны во всех своих формах и проявлениях занимают 2/3 всех позиций!

Что касается использования специальных принимающих антенн, то ситуация складывается следующая:

Тип антенны	Вся группа	100 лидеров
Антенна Бевериджа	46%	50%
Без RX антенны	20%	20%
Магнитная петлевая	16%	14%
EWE	7%	8%
Другие	6%	5%
Петлевая K9AY	2%	1%
Низкий диполь	2%	2%

Примечательно то, что каждый, кто не использовал антенну Бевериджа, оправдывал это тем, что у него нет места для такой замечательной антенны! Обратите внимание, что нет практически никакого отличия результатов всей группы от сотни лидеров. Может быть, наиболее успешные DX-еры просто лучше умеют обращаться с антеннами или имеют больше опыта в DX-инге?

17.3. Оборудование DX-ера длинноволнового диапазона.

Что касается оборудования, используемого DX-ерами длинноволнового диапазона, исследование показало следующие результаты:

Производитель антенн	Вся группа	100 лидеров
Yaesu	44%	52%
Kenwood	30%	21%
ICOM	17%	20%
Ten-Tec	8%	4%
Другие	2%	3%

Нет никаких сомнений в том, что в момент написания книги (начало 1998г.) самыми популярными радио среди DX-еров длинноволнового диапазона являлись FT-1000D и FT-1000MP. В сотне лидеров преобладание Yaesu даже еще более очевидно, чем в общей группе. Шесть лет назад лидировали антенны Kenwood, а Yaesu занимали скромное третье место с 12% голосов. TS-930 – наиболее популярный приемопередатчик Kenwood, а TS-850 с узким фильтром первой промежуточной частоты также очень любим пользователями.

Похоже, что каждый знает о том, какие составляющие входят в понятие хорошего радио: хорошая сильная (ближняя) способность управления сигналом (способность копировать сигнал S1 CW на 0.5 кГц ниже S9 плюс местная станция), низкий уровень шума ГУНа и отличная избирательность среди различных полос частот.

На вопрос о том, какие характеристики должны быть у «радио мечты», единственным выдающимся ответом был «что-то, что эффективно устраняет, как созданные человеком помехи, так и атмосферные QRN». В дальнейшем может показаться, что многие с волнением ожидают чудес от ЦОС на промежуточной частоте. Слегка удивляет то, что многие хотят создать больше встроенных переключательных возможностей в передающих антеннах с помощью предусилителей с высоким сопротивлением (для принимающих антенн с низким сопротивлением). Что касается меня, то я не понимаю, почему все это должно находиться внутри приемопередатчика. Еще одно замечание разработчикам нашего нового радио заключается в том, что мы хотим, чтобы снаружи была более сильная защита, особенно при использовании отдельных входов приемной антенны. Некоторые DX-еры длинноволнового диапазона хотят установить дополнительные CW фильтры с более широкой полосой частот (и я поддерживаю это), например, между 1000 и 1500 кГц (ZS6EZ назвал это «предоставьте нам возможность более полно видеть ситуацию»).

Более подробный список желаний был получен от Билла (Bill), K0HA, который написал следующее: «Оно должно иметь возможность создавать читаемые сигналы на уровне, по крайней мере, на 20 dB ниже уровня шума (а ля спутниковые правительственные принимающие устройства). Оно должно иметь ВЧ разнесенный прием со входами для, как минимум, 20 принимающих антенн. Оно должно автоматически выбирать антенну с самым лучшим соотношением сигнал/шум. Индикатор принимающей антенны должен световым сигналом показывать, какая антенна была выбрана. На основании сделанного выбора автоматически показывается (или происходит переключение) лучшая передающая антенна.

17.4. Программное обеспечение по распространению.

В нашей анкете был вопрос об использовании программного обеспечения для прогнозирования распространения в длинноволновом диапазоне. Только 8% ответили на вопрос утвердительно, но большинство тут же уточнили, что они использовали их только для составления карт и визуализации линии сумерек. Miniprop Plus оказалась самой популярной из программ. К сожалению, этой программы больше нет в продаже. Более 50% опрошенных сказали, что программы прогнозирования распространения абсолютно бесполезны для 160 метров, оказывают некоторую помощь на 80 метрах и полностью пригодны для 40 метров. K9FD и K4ZW сказали, что они используют программное обеспечение ON4UN для длинноволнового диапазона и линии сумерек, а также программы SR/SS (Спасибо!).

17.5 Почему DX-ер длинноволнового диапазона выбирает длинноволновый диапазон?

Одним из вопросов анкеты был:
«Почему вы работаете с длинноволновым диапазоном?».

Обычно ответ был таким: преодоление трудностей, непредсказуемость и необъяснимость. Удовлетворение от создания своей собственной станции, своих собственных антенн, а затем налаживание «практически невозможных» контактов.

Приведем несколько самых интересных утверждений:

- DX-инг в коротковолновом диапазоне подобен ловле рыбы в бочке. (AA4MM)
- DX-инг в длинноволновом диапазоне – это самый сильный вызов в любительском радио. (AB0X)
- Я люблю хороший «набор атмосферных помех». (K1UO)
- Если бы это было так просто – любой смог бы сделать это (K4PI)
- Я испытываю абсолютно те же волнения, что и 40 лет назад, которые заставили меня влюбиться в радио; коротковолновый диапазон – это слишком просто (K4TAE).
- 160 метров – единственная частота, которая заставляет меня поволноваться (K6ANP)
- 160 метров, как наркотик; нелегко добиться успеха на этой частоте (KO1W)
- На 160 метрах не получиться работать с новой станцией по шаблону. (KX4R)
- На 160 CW блистает (VO1NA)
- Меньше ограничений, чем в коротковолновом диапазоне. (W0GJ)
- Вы только посмотрите, через какие страдания проходит человек, прежде, чем снять наушники. (W7TVF)
- Развлечение. (WB9Z) (W7TVF и WB9Z должны быть вместе!)

- В длинноволновом диапазоне вы действительно можете испытать и станцию и мастерство оператора (UA3AB)

- Challenge of hearing, silence the utility poles, be ready all the time (N7RT)

- Лучшая возможность продемонстрировать способности оператора, станцию и знания в области распространения (например, 6 метров) (W4DR).

- Заставляет оператора и станцию работать на пределе (N4KG)

- 160: никаких цепей, никаких списков, никакого преднамеренного QRM. Движение по краю. Наедине с QRN. (IV3PRK)

- 160: Это новая вершина, которую необходимо покорить (самая высокая). (K6RK).

- Для 160 метров необходимо владеть большим количеством знаний и умений – основное правило DX-инга. (K9RJ)

- В длинноволновом диапазоне успех приходит через знания (антенны), а не с помощью денег. Только немногие способны его добиться. (K1VR).

- Это непросто, но я люблю трудности (то, что легко – доступно всем). (RA3AUU).

- Цепи DX в длинноволновом диапазоне делают многие контакты ненастоящими, игровое поле в длинноволновом диапазоне более плоское. (ZS6EZ)

- Почему вы покоряете вершины? Потому что они есть. 160 – это самая высокая вершина, к которой не ведет ни одной дороги. (K0HA).

- Постарайтесь достичь невозможного, поработайте со всеми странами во всех диапазонах. (HB9AMO).

- Я люблю трудности, а если вы их не слышите, вы не сможете с ними работать. (ON7TK).

- 160 похожа на полосу BC, в детстве я был BC SWL. (N5SV).

- 160-метровый DX требует всего самого лучшего: антенн, оборудования, QTH, мастерства оператора. (4X4NJ)

- Я думаю, что в детстве меня уронили головой (K4SB).

- На 160 метрах вы сможете быть конкурентоспособными используя только ваши руки, а не чековую книжку. (NW6N).

- Сделать невозможное, находясь в городе. Товарищество Западного побережья. (K6SSS).

- Удовлетворение от достижения результата, кажущегося невозможным. (PA3DZN).

- Вызов уму, брошенный странными переменными распространения, делает это занятие захватывающим. (N0AX).

- Я чувствую себя гораздо проще со своими товарищами по длинноволновому диапазону, чем с напыщенными ничтожествами, которые болтаются на 20 метрах. (W0FS).

- Тесная связь с первопроходцами в этой области, которые так много сделали, имея для этого так мало. (K8MN).

- 160 – это абсолютный конец в DX-инге, последняя грань (K9UWA).

- Сделать невозможное возможным. 160 DXCC из худшего места на Земле. (YB1AQS).

- K6SE заразился в раннем возрасте. В восьмилетнем возрасте в Детройте я засиживался до поздней ночи, чтобы сделать DX на полосе радиовещания AM.

- Шанс сделать невозможное. (G4DBN)

- 160 – полоса джентльменов. Границы слишком ленивы, чтобы бороться с QRN. (W9W1)

- Без труда не вынешь рыбку из пруда, а также не будет цепей на 160 метрах. (GW3YDX).

- Рождает настоящую дружбу. (W6KW экс W6NLZ, K2RBT).

- Помогает заработать бессонницу. (W8RU).

17.6. Карточки QSL и соревнования.

Около 96% участников опроса сообщили, что коллекционируют карточки QSL, но, похоже, не всем нравится, что кто-то кроме них этим тоже занимается. Несколько человек шокировали меня тем, что коллекционируют карточки QSL, но никогда на них не отвечают!

Некоторые безо всякого стыда утверждают, что не отвечают на карточки, переданные через бюро, и обращают внимание только на те карточки, которые их интересуют. Может ли случиться, что парню, отправившему вам карточку через бюро, просто необходима ваша карточка для работы с новым штатом, зоной или страной?

Может быть ему не по карману отправлять карточки обычной почтой?

Около 90% сказали, что принимают участие в соревнованиях. Меньшинство для того, чтобы заработать очки, а большинство – чтобы найти новеньких и просто ради хорошего DX в длинноволновом диапазоне.

18. УСПЕШНЫЙ DX-ер ДЛИННОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА.

Если мы хотим проанализировать причины успеха в длинноволновом диапазоне, мы должны сначала решить для себя, что же такое успех. Понятие успеха очень относительно. Если у вас есть участок земли в городе площадью всего 1/8 акра и вы хотите работать в длинноволновом диапазоне, ваши цели, должно быть, отличаются от целей парня, который распоряжается десятью акрами и крупным банковским счетом. Но вы можете также добиться успеха своими собственными способами применительно к вашим целям.

Я думаю, что есть несколько качеств, которые делают DX-ера профессионалом. Эти качества относятся даже к скромному DX-еру.

- Знание антенн: в случае с длинноволновым диапазоном вы не сможете просто открыть каталог и заказать антенну. Вы должны в них разбираться, понимать что зачем. Вы должны стать экспериментатором в этой области, даже если вам придется делать это с крошечного участка в городе!

- Знание распространения: Даже и не рассчитывайте на то, что сможете включить радио в любое время суток на 80 или 160 метров и работать с противоположной точкой земного шара. Вы должны понимать, что делаете что-то очень сложное, что требует большого опыта для достижения успеха. Вы должны быть готовы предсказать начало прохождения с точностью до минуты. Вы должны знать механизмы, которые лежат в основе этого. Успешный DX-ер длинноволнового диапазона целенаправленно формирует свой опыт в течение длительного времени.

- Оборудование и технологии: Приемники совершенствуются с каждой новой моделью. Возможно не так быстро, как нам хотелось бы, но это развитие помогает нам выделить сигналы, ранее считавшиеся мертвыми. Успешный использует лучшее имеющееся в наличии оборудование и использует его профессионально. Он использует последние технологии в радиосвязи, такие как пакетное радио и DX кластеры, которые обеспечивают его самой современной информацией об активности на разных частотах длинноволнового диапазона.

- Хорошее QTH: Если взглянуть на успех с другой точки зрения, то мы увидим, что все истории успеха рассказаны из отличных QTH. Это не обязательно вершины гор, но каждая история успеха была написана о QTH «выше среднего». Это совсем не значит, что успешный DX-ер должен быть богатым землевладельцем. У меня, например, есть всего пол акра, но расположение этой земли просто отличное. Приятные соседи позволяют зимой использовать их поля для моих антенн Бевериджа.

- Настойчивость, терпение, упорство: Если вы не готовы вставать посреди ночи пять дней подряд, чтобы попытаться установить контакт с вашей n-цатой страной на 80 или 160 метрах, успех не для вас. Если вы думаете, что вставать ночью и выходить в поле или через лес, в темноте и выкатывать специальную одноразовую антенну Бевериджа для связи с новой страной через несколько часов тяжело, вам лучше забыть о победе в этой игре, или, скорее, искусстве, которое называется DX-инг.

- Профессионализм оператора: «я знаю, как это делается»- возможно лучшее оружие, которое может заставить скромную станцию работать отлично.

19. 10 ЗАПОВЕДЕЙ ДЛИННОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА.

Джеф Бриггс, K1ZM, в своей замечательной книге "DXing on the edge" [511] с помощью Билла W4ZV опубликовал набор правил, которые были размещены в Top Band Reflector в Интернете. Без сомнения, эти правила соответствуют и другим полосам частот, но в особенности это касается 80 метров.. Эта глава будет неполной без этих правил, которые я хотел бы назвать Десятью заповедями длинноволнового диапазона:

Правило 1: Когда станция DX отвечает кому-то другому слушай, не вызывай. Вместо этого выясни, где она слушает. Большинство хороших операторов растягивают pileup на более чем от 1 до 2 кГц. Если вы слушаете станцию, с которой работает станция DX, вы максимизируете свою возможность быть услышанным с того момента, как вы узнаете, где она слушает. Вы также можете распознать модель, которую использует оператор. Либо он медленно двигается вверх по частоте, вниз по частоте или чередует picks с каждой стороны pileup? Вы также узнаете, когда осуществлять передачу. Ему очень трудно услышать вас, когда вы осуществляете передачу!

Правило 2: Слушайте очень внимательно! Он может сменить частоту QSX или QSY. Если вы непрерывно передаете позывные, вы этого никогда не узнаете. Я не могу рассказать вам обо всех хороших штуках, с которыми я легко справился, потому что я был одним из первых на новой частоте QSX. Если вы осуществляете непрерывную передачу, вы будете последним, кто узнает. У тех, у кого есть QSK будет приключение. Если у вас нет QSK, используйте педальный переключатель, чтобы вы могли слушать между позывными и прекращать отправку, когда станция начинает.

Правило 3: Не передавайте для станции, которая отвечает. Почему? Потому что хороший оператор останется с этой станцией до окончания QSO. Повторы, вызванные вашим QRM, просто снижают количество времени, которое вы будете с ним работать, прежде чем прекратится распространение. Эта игра предназначена для того, чтобы DX смогла работать с как можно большим количеством станций, как можно быстрее. Непрерывный вызов только замедляет весь процесс и снижает вашу способность к QSO. Это также может пробудить в некоторых операторах желание никогда не услышать вас снова!

Правило 4: Изучите ваше оборудование так, чтобы точно знать, как разместить ваш сигнал четко на частоте. Нет, это совсем не означает zero beat на последней частоте прослушивания, где находятся все остальные новички. Лучше начать с нескольких сотен Hz, основанных на вашем мнении о том, куда настраивается DX (см. Правило 1). Также, пожалуйста, научитесь так использовать ваше оборудование, чтобы случайно не начать передавать на частоте DX. Это только затрудняет работу для всех и заставляет упустить драгоценное время прохождения на 160 метрах.

Правило 5: Если ваши ресурсы для 160 метров ограничены, сконцентрируйтесь на принимающей способности антенны. Вы гораздо лучше поработаете со 160-метровым DX имея хорошие уши, а не большой рот. Быть «аллигатором», который ничего не слышит – неэффективная тактика на 160 метрах.

Правило 6: Передавайте ваши полные позывные. Частичные позывные только замедляют процесс на 160 метрах. (от Рольфа, SM5MX, XV7SW)

Правило 7: Используйте четкую и непротиворечивую разбивку, передавая свои позывные на CW. Есть несколько хорошо известных DX-еров, которые этого не понимают. Они разбивают свои позывные значительными паузами – это сбивает с толку станцию DX, пытающуюся расшифровать ваш позывной через 160-метровый QSB и QRN.

Правило 8: Передавайте позывные станции DX, если вы сомневаетесь в том, с кем вы работаете. Вы не обрадуетесь, если вы Log станцию DX, в то время как на самом деле работали с другой станцией! Это тем более важно, когда более одной станции DX слушает QSX в той же части полосы частот (от 4S7PRG)

Правило 9: Слушайте отчеты станции DX и отмечайте скорость ее передачи. Если она составляет 459 в 18 WPM, не отвечайте в 35 WPM! Если станция DX не улавливает часть ваших позывных, или если он неправильно прочитал часть ваших позывных, повторите только эту часть позывных несколько раз с постоянной скоростью. (от 4S7RPG).

Правило 10: Слушай, … Слушай, … Слушай!

Таблица 2.1.

CALL	AGE	ON 40	ON 80	ON160	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	5B	5B	Zones	Zones
		Since	Since	Since	40 WKD	40CFD	80 WKD	80CFD	160 WKD	160 CFD	DXCC	WAZ	80 CFD	160 CFD
4X4NJ	55			73					236	230	Y	N		40
4Z4DX	47	68	68	68	332		282		212		Y	Y		
AA4MM	71		77	81	120	120	175	150	216	207	Y	N		
AB0X	50	76	76	80		250		241	176	173	Y	N	38	32
AC0M	62	78	78	80	275	268	172	169	38	31	Y	Y	40	
AJ1H	52		69	97			208	199	91	28	N	N	36	20
CT1EEB	30	90	90	98	225	176	182	159	9	5	Y	N	37	4
CT4NH	48	83	84	97		273		231		54	Y	Y	40	
DJ2YA	59	55	55	81	310	309	293	293	210	205	Y	Y	40	38
DJ8QP	52	88	88	89	312	289	280	267	192	174	N	N	39	35
DK6WL	39	76	87	93	320	318	268	246	194	179	Y	Y		39
DL3DXX	42	81	83	87	325	322	276	270	204	189	N	N	39	38
DL6ET	29	90	90	94	295	247	257	230	165	165	N	N	38	38
EA6ACC	32	92	92	95	111	86	141	98	115	107	N	N	25	26
EA6NB	49	85	85	85	320	317	263	255	155	146	Y	Y	40	34
EA6SX	32	83	83	84	260	238	227	211	129	95	Y	Y	40	30
F5NZO	37	95	95	97	166	112	79	60	32	4	N	N		
F6BKI	47	80	80	83	290	265	289	283	219	217	Y	Y	40	39
G3KMA	59	55	72	79	339	338	294	294	234	229	Y	Y	40	39
G3SED		63	74	63	240		208		203					
G4BWP	40	75	75	75	329	326	296	292	225	211	N	Y	39	36
G4DBN	39	94	94	92	210		185		207		N	N		
GM3PPE 53		78	80	88			210	170	138	119	N	N		32
GW3YDX 50		85	85	85	285		261		274		Y			
HA0DU	41	74	74	88	315	314	303	297	243	235	Y	Y	40	38
HB9AMO 49		75	79	83	307	301	280	279	228	227	N	N	40	40
I4EAT	48	81	82	86	328	328	310	308	222	216	Y		40	38
I8UDB	45	80	85	81	315		303		140		N	N	40	30

CALL	AGE	ON 40	ON 80	ON160	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	5B	5B	Zones	Zones
		Since	Since	Since	40 WKD	40CFD	80 WKD	80CFD	160 WKD	160 CFD	DXCC	WAZ	80 CFD	160 CFD
IC8WIC	29	88	91	95	190	120	210	133	85	52	Y	N	32	10
IV3PRK	53			86					237	233	Y	Y	40	40
JA0DAI	46	81	81	87	308	293	269	254	137	112	Y	Y	40	30
JA1EOD	54	60	71	95	326	321	267	261	102		Y	Y	40	28
JA2AAQ	59	69	69		292	285	279	279			Y	Y		
JA2VPO	45	80	80	90	337	337	311	311	120	117	Y	Y	40	30
JA3FYC	50	76	80	87		328		275		171	Y	Y	40	35
JA3ONB	50			73					208	203				39
JA4LKB	42	75	79	81		276		239	184	181	Y	N	39	38
JA4MRL	41	84	84	86	317	315	277	272	160	156	Y	Y	40	30
JA7AO	63	80	85	68	277	254	167	149	169	269	Y			
JH2TPI	48	83	85	89	235	220	225	218	125	118	N	N		
JH3VNC	39	78	78	89	316	312	275	274	163	156	Y		39	31
JH4IFF	38	80	83	93	319	316	249	242	127	120	N	N	39	28
JR3IIR	39	82	78	92	333	333	310	308	90	45	Y	Y		
JR6PGB	38	83	83	87	307	307	294	291	157	155	Y	Y	40	36
K0CKD	53								117	95				32
K0CS	50	70	78	87		226		252		276	Y	Y	40	34
K0HA	45	69	69	78										
K0LW	50	62		63										
K1FK	57	54	54	90	226	187	225	280	152	110	N	N	33	29
K1GE	64	90	90	94	211	170	176	146	146	136	Y	N	30	30
K1 KY	40	97	97	97	105	45	25							
K1MY	55	79	79		182	182	176	176			Y	N	35	
K1 PX	55									98				22
K1UO	49	85	85	97	264	251	238	230	82	55	Y	N	40	21
K1VR	52	56	56	85							Y	Y	38	30
K1VW	53	80	83	85	243	227*	199	191	180	157	Y	N	37	37
K1YT	55	87	88	93	302	250	250	225	145	130	Y	N		
K1ZM	52	55	60	73					290	290	Y	Y	40	39
K2UO	52	75	75	85	299	299	218	218	200	198	Y	N		
K3GT	44	91	92	92	240	155	167	103	44	18	N	Y		
K3LR	38	75	75	75	234	167	197	167	154	134	N	N	38	30
K3ND	50	80	80	85	278	242	233	203	124	105	Y	N	31	25
K3OSX	51	61	61	96	280	273	196	179	94	83	Y	N	32	20
K3UL/														
WA3EUL 45				82					261	259	Y	Y		37
K4CIA	58	55	66	75	329	329	304	304	172	166	Y	N	38	31
K4MQG	56	58	58		330		324	324			Y	Y	40	0
K4PI	54	63	72	83	331	331	295	295	225	223	Y	Y	38	34
K4SB	60	70	70	68	273	257	219	205	121	113	Y	N	36	24
K4TEA	54			85					236	236				36
K4TO	56	57	57	68	189	133	133	104	119	109	Y	N	22	26
K4UEE	53	72	72	76	279	268	230	218	215	212	Y	N	35	
K4VX	68	47	47	73										
K4XU	52	80	70	70					158	145	Y			
K4YP	55	95	95	95	77	35	123	66			N	N		
K4ZW	36		79	80			280	280	192	192	Y	N	38	34
K5AQ	65	50	65	80	305	302	249	245	155	147	Y	Y	40	30
K5PC	58	80	80	83	300	296	264	241	123	115	Y	Y	37	29
K5QY	55		79	96	100	100	100	100	60		Y	N		
K5YF	47	93	93		132	102	18				N	N	28	
K6ANP	62	62	62	80	197	156	142	135	138	138	Y	N		
K6RK	82	50	50	85	250		110		151	138	Y	N		
K6SE	64	55	60	66	150	149	95	80	146	135	N	N		
K6SSS	60	88	78	95	280		299	298	132	117	N	N	40	31
K7FL	48	88	88		210	196	140	138			Y	Y	36	
K7OX	60													
K7SO	55	85	88		316	325	220	215			N	N	40	
K7ZV	53	92	92	96	255	210	256	215	92	61	Y	N	40	13
K7ZV	53	92	92	96	255	210	256	215	92	61	Y	N	40	13
K8GG	58	78	75	84		200		200	204	197	Y	N	36	36
K8JJC	54	94	95	95	279	270	217	205	104	94	Y	N	35	25

CALL	AGE	ON 40	ON 80	ON160	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	5B	5B	Zones	Zones
		Since	Since	Since	40 WKD	40CFD	80 WKD	80CFD	160 WKD	160 CFD	DXCC	WAZ	80 CFD	160 CFD
K8JP	54	67	68	69	268	173	198	129	129	129	Y	Y	25	18
K8MFO 51	40	58	71	83	330	329	278	276	261	261	Y	N	38	37
K8NA	55	70	70	96	310	307	254	247	107	90	Y	Y	40	24
K8RF	40	74	74	93	256	250	221	215	143	142	Y	Y	40	32
K9EL	50	80	70	85	315	310	260	250	140	120	Y	Y	40	30
K9FD	53	80	80	90	320	318	303	298	195	181	Y	Y	40	35
K9KU	50	85	85	94	234	209	194	177	115	99	Y	N	30	23
K9MA	49	89	89	92										
K9MN	49	73	73	73										
K9RJ	49			80					232	232	Y		38	35
K9UWA 53	53	71	71	75	250	250	250	250	260	254	Y	Y	40	40
K9YY	35	85	85	95	295	274	231	207	145	116	Y		37	32
KA7T	56	78	83	84					136	126	Y	N	36	30
KB3X	33	88	89	94	295	282	252	237	97	71	Y	N	34	17
KC2TX/7 45	45	95	94	96	20	10	121	58	25	10	N	N		
KC7EM	34	84	84		298	256	246	221			Y	Y	40	
KC7V	43	82	85	86	310	302	245	240	154	141	Y	Y	39	32
KE9I	37	78	78	78	180	160	155	125	139	93	N	N		
KG6I	50	64	79	81	243	228	194	177	144	133	Y	N	34	33
KG7D	47	65		73										
KJ9C	51	93	94	95	198	175	120	101	65	50	N	N		
KJ9I	34			87					, 220	217	Y	N		
KL7RA	52	65	65	75										
KL7Y	49	78	78	79	267	246	200	187	146	134	Y	N	39	33
KN6DV	51	93	93	96	198	176	190	170	98	70	Y	Y	39	30
K01W	50	62		63										
KX4R	44	80	80	92	260	252	220	214	210	196	Y	N	38	35
KZ5Q	61	76	76		320	275	302	263			Y	N	40	
N0AT	47	80	85	89	297	264	250	201	159	137	Y	N	34	29
N0AX	43	92	94		195		94		50		N	N		
N0FW	36	78	80	85	305	302	274	252	185	123	Y	Y	39	32
N0IJ	56	90	91	92	220	180	148	135	97	91	Y	N	28	24
N0JK	42			91						85				
N0WX	40	91	93		115	105	92	75						
N1OF	65	92	92	92	150		100		75		N	N	33	28
N2QT	43	92	92	95	299	291	263	254	162	137	Y	N	37	32
N4CC	49				328	326	296	293	177	167	Y	Y	40	33
N4JJ	48	65	64	64	336	336	324	324	263	262	Y	Y	40	36
N4KG	54	60	62	82	325	325	310	309	237	234	Y	Y	40	36
N4RJ	55	56	73	81	321		292		231		Y	Y		
N4XX	59	74	74	96	192	183	130	129	121	111	Y	N	26	28
N5FG	54	78	75	91	291	285	200	189	50	46	Y	Y	40	
N5KO	34	77	79	79										
N5OK	57	58	58	70	280	273	192	190	71	67	Y	N		
N5SV	55	93	93	95										
N5ZC	35	92	92	97	82	23	56	16	9	2	N	N	11	3
N7RK	45	65	64	68	252	198	262	255	66	48	N	N	40	
N7RT	54	80	82	84	316	313	267	260	123	108	Y	Y	40	29
N7UA	50	59	70	77										
N8JV	44	83	83	95	317	316	287	285	101	95	Y	Y	40	28
N9AU	53	61	72	87	308	302	203	197	148	142	Y	Y	33	29
NA0Y	66	83	83	85					221	218	Y	Y	40	37
NH7A	50	63	63	81										
NL7Z	35	85	90	91			134	89	100	69	N	N		
NR0X	62	60	60	95	275	225	227	202	153	132	N	N	32	32
NT5C	63	89	89		280	273	237	233			Y	Y	39	
NW6N	44	85		90					167	134			38	27
OH2BU	40	74	76	80	326	326	310	310	205	205	Y	N	40	32
OH3ES	41	85	90	93			272		207				40	40
OH3SR 50	50	79	79	90	327	327	309	308	200	169	Y			
ON4ADZ 39	32	84	84	96	282	227	218	167	101	59	Y	Y	40	16
ON4UN 57	57	87	61	87	310	302	345	345	278	276	Y	Y	40	40
ON7NQ 32	32	93	93	96	292	270	232	200	92	60	Y	N	36	16

CALL	AGE	ON 40	ON 80	ON160	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	5B	5B	Zones	Zones
		Since	Since	Since	40 WKD	40CFD	80 WKD	80CFD	160 WKD	160 CFD	DXCC	WAZ	80 CFD	160 CFD
ON7TK 42	42	83	83	87	268	222	231	193	164	119	Y	N	38	29
OZ1ING 32	32	88	88	92	160	239	277	258	177	140	Y	Y	40	36
OZ1LO 55	55	62	62	80	333	332	292	292	244	239	Y	N	40	40
OZ5MJ 67	67	49	49	80	269	257	227	215	135	122	Y	N	40	30
OZ7C/														
OZ1CTK48	48	77	77	93	321	316	288	283	209	193	Y	N	40	40
OZ8ABE 37	37	91	92	93	308	304	283	280	213	205	N	N	40	39
OZ8RO 61	61										Y	Y		
PA0LOU 66	56	55	65	260	250	202	186	*f49	148	Y	N			
PA3DZN 30	90	95	97	308	247	199	102	120	43	Y	N	25	3	
RA3AUU 29	90	90	90	291	250	249	200	162	150	Y	Y			
SM2EKM 46	65	65	85	250		280		150		Y	Y	40		
SM4CAN 50	65	68	86	300	298	290	275	266	262	Y	Y	40	40	
SM4CHM 37	79	79	92	293	251	302	301	250	242	N	N	40	40	
SM6CVX 53	61	75	85	335	335	303	303	240	239	Y	Y	40	40	
SM6DYK 52	75	80	86	287	281	246	239	129	119	Y	Y	40	33	
SP5EWY 43	73	73	88	332	331	297	296	240	236	Y	Y	40	40	
UA3AB 38	88	88	88	298	268	273	248	145	139	Y	Y	•40	34	
VA3DX 47	76	76	84	324	306	288	255	203	197	N	N	40	36	
VE3IRF 59	63			184	136			d0						
VE3OSZ 66	52	52	52	211	202	157	152	13f	127	Y	N		26.	
VE5RA 56						202	199	120	111	Y	N			
VE6LB 57	56	56	94	171	154	123	115	82	69	Y	N	23	24	
VE7BS 77			47					130	120				31	
VE7FPT 54	84	84	84		227		159		121					
VE7ON 51	85	90		165	125	143	121			Y	N			
VE7SBO 60	61	61	63		332		205		152	Y	N		35	
VE7SV 52	60	60	60			290	288	105	95	N	N	40		
VK3QI 49	67	67	67	260	211	220	159	95	42	Y	Y	40	25	
VK6HD	69	69	70	335	335	310	308	191	188	Y	Y	40	35	
VK6VZ 42	89	93	93					115	105				29	
VO1NA									190				33	
W0CD 80	68	68	68		150		150	245	244	Y	N	36	37	
W0EJ 52	76	76	81							Y	N			
W0FS 51	90	90	93	190	189	220	214	119	115	Y	N	34	28	
W0GJ 48	96	95	97	236	197	229	202	126	104	Y	N	36	26	
W0HW 75										N	N			
W0RI 64	50	54	86	227	193	143	113	145	140	N	N	30	28	
W0YG 61	82	82	85	278	265	243	231	213	207	Y	N	36	37	
W1 FV 46	89	83	84									49	34	
W1JCC 46			72					200	200	N	N		34	
W1JR 61	52	52	78	340	340	310	308	232	227	Y	Y			
W1TE 44	95	95	96	160	155	130	105	98	65	Y	N	26	18	
W1UK 37		91	93			388	269					39		
W1ZK 53	89	80	84	226	216	252	247	175	172	Y	N	37	35	
W2UB 42	73	73	80	160	122	108	93	65	61			28	15	
W2UE 71	48	72	77	260	206	245	170	141	124	Y	Y	40	32	
W3UM 51	84	84	84	325	323			223	219	Y	Y	40	33	
W3UR 33	80	80	83	299	284	243	220	167	144	Y	N	39	29	
W4AG 50	72	72		252	160	321	318			Y	N	40		
W4CTG 65	83	83	96			305	305			Y	Y	40		
W4DR 62	50	68	70	350	350	338	337	283	283	Y	Y	40	39	
W4JM 42								114						
W4PA 29	82	82	82	273	261	224	180	86	79	Y	N			
W4ZV 53		80	84			325	325	293	293	N	Y	40	39	
W5AA 81	69	69		220	200	185	170			Y	N	37		
W5FI 50	83	83	95	268	232	195	164	113	83	Y	N			
W5KFT 48	90	90	93	247	201	207	173	54	29	Y	Y	36		
W5PS 36	79	79	78	205	203	263	255	213	209	Y	N	37	35	
W5WP 61	83	93	89	121	119	116	114	51	49	Y	N			
W6AJJ 75		90	94			151	142	154	143	Y			36	
W6BWY 64	85	85	87	180	120	140	90	94	60	N	N			
W6KW 54	81	58		150	150	321	305			N	N	40		

CALL	AGE	ON 40	ON 80	ON160	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	DXCC	5B	5B	Zones	Zones
		Since	Since	Since	40 WKD	40CFD	80 WKD	80CFD	160 WKD	160 CFD	DXCC	WAZ	80 CFD	160 CFD
W6PAA 60	53	54	82			250		50		N	N			
W6RJ 60				297		306				Y	Y	40		
W6SR 57	78	78	96	266	249	189	182	44	24	Y	Y	39	17	
W6YA 57	81	83		329	329	259						40		
W7AWA 64			82					160	154	N	N		34	
W7EW/ 48	83	91	96											
W7AT														
W7LR 77			95					158	149	Y			32	
W7TVF 78	52	52	78		205		183		154	Y				
W8AH 81					354		328		258	Y	Y			
W8RU 39	95	95	95	155	155	42	42	57	57	N	N	16	18	
W8XD 50	61	63	92					174	168	Y	N	34	35	
W9AGH 59	85	85	91	250	233	190	191	113	108	Y	N	32	25	
W9QA 33	77	78	78		215		145		88	Y	N	36	30	
W9WI 38	74	94	94	156	123	87	62	29	19	N	N	25	12	
W9XT 43	87	91	96	188	112	140	94	70	20	N	N			
W9ZR 49	70	71	79	333	333	331	331	273	273	Y	Y	40	39	
WA3AFS 51	63	63	63		56		98		34	N	N			
WA5VGI 58	53	53	96	166	157	53	46	29	25	N	N	22	18	
WB3AVN 51	60	60	61		200		240	193	188	Y	N		32	
WB9Z 43	85	85	85			287	285	265	264	Y	Y	40	39	
WD4JRA 47								142	132	N	N		32	
WX0B 47	62	62	89											
YB1AQS 38	83	83	92	135		68		44		N	N			
YCOLOW 45	95	95	97	122	110	100	91	57	42			27	27	
YT6A 38		82				275	215							
ZS4TX 31	84	84	95	289	217	238	202	137	113	Y	Y	40	35	
ZS6EZ 33	81	82	93	280	260	215	190	108	103	Y	Y	40	27	

Таблица 2.2.

CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
4X4NJ	3 EL KLM	GROUND PLANE	50 M SLOPER FROM	BEVERAGES, LOW DIPOLE
			30 M TWR	
AA4MM	SLOPER @ 70′	DELTA LOOP	3 EL VERT (PARASITIC)	BEVERAGES
AB0X	PHSD VERTS, SLOPER	SLOPER, SH FED	SH FED TWR	EWE, COAXIAL ANT
		TWR		
AC0M	2 EL @ 60′	1/4WVSLOPERS	1/4 WV SLOPER	LOOPS
AJ1H		73′ VERT	73′ VERT	BEVERAGE
CT1EEB	KLM MONOBAND YAGI	INVV	INVL	
CT4NH	402BA @ 1 8 M	1/2 WV SLOPING	INVV	
		DIPOLE (21 TO		
		6M)		
DJ2YA	25 M VERT	3/4 WV INV L	3/8 WV INV L	BEVERAGES
DJ8QP	2 EL CUSH CRAFT	SH FED TWR	SH FED TWR	BEVERAGES
DK6WL	2 PHSD VERTS	1/4 WV VERT	TP LOADED VERT	BEVERAGES
DL3DXX	20 M LONG VERT	20 M LONG VERT	20 M LONG VERT	BEVERAGES
DL6ET	2 EL YAGI	2 DELTA LOOPS,	TP LOADED VERT	BEVERAGES
		VERT	(28 M)	
EA6ACC	DIPOLE @ 14 M	DIPOLE @ 14 M	25 M VERT	EWE'S
EA6NB	402CD	2 HALF SLOPERS,	72′ SH FED TWR	MAG LOOP
		DELTA LOOP		
EA6SX	402BA	INV V, DELTA,	DIPOLE, VERT	
		VERT, SLOPERS		
F5NZO	ROT DIPOLE	DIPOLE	SLOPER	NONE
F6BKI	2 EL CUSH CRAFT	27 M VERT,	27 M VERT	BEVERAGES
	@ 22 M	LOADED ROT		
		DIPOLE		
G3KMA	80 M DELTA LOOP	DELTA LOOP	INVL(17M VERT)	
	(402BA DOWN)			
G3SED	ROT DIPOLE @ 30 M	25 M VERT	28 M SH FED TWR	BEVERAGES
G4BWP	402 CD	DELTA LOOP	SH FED TWR, INV V	

CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
G4DBN	DELTA LOOP @ 20 M	PHSD BENT WIRE ARRAY	DIPOLE @ 17 M	K9AY LOOP, BEVERAGE
GM3PPE	DELTA LOOP	1/4WV VERT	INVL	BEVERAGE
GW3YDX	2 EL @ 110'			
HA0DU	3 EL YAGI @ 22 M	3/8 WV VERT	VERT (29 M)	
I4EAT	3 EL YAGI & GP	4 SO	28 M VERT	
I8UDB	4 EL KLM, 3 SLOPING DIPOLES	3 EL M2 YAGI	SLOPING DIPOLE, DELTA LOOP	NO
IC8WIC	2 EL YAGI	DELTA LOOP, VERT	INVV	BEVERAGE
IV3PRK			24 M SH FED TWR	4 SO MINI ARRAY
JA0DAI	ROT SHORT DIPOLE @ 20 M	SLOPERS	SH FED TWR	SMALL LOOP
JA1EOD	2 EL YAGI	DELTA LOOP	SH FED TWR	
JA2AAQ	ROT DIPOLE @ 25 M	ROT LOADED DIPOLE @ 25 M	SH FED TWR	NONE
JA2VPO	2 EL PHSD ARRAY ROT BEAM	2 EL PHSD ARRAY BEAM @ 40M	ROT DIPOLE @ 43 M	NONE
JA3ONB			INVV, 1/4 WV SLOPER, 1/4WVVERT	LOOPS
JA4LKB	3 EL YAGI @ 28M	LOADED ROT DIPOLE @ 33 M	33 M SH FED TWR	BEVERAGES
JA4MRL	2 EL YAGI @ 23 M	ROT DIPOLE	INVL	
JA7AO	3 EL LOADED YAGI @ 30 M	GP	30 M SH FED TWR	NONE
JH2TPI	2 EL @ 25 M	DIPOLE @ 28M	INV L (24 M VERT) , INV @ 23 M	V
JH3VNC	4 EL YAGI @ 21 M	SHORT ROT DIPOLE, 1/4 WV SLOPER	SH FED TWR	LOW WIRE
JH4IFF	2 EL PHSD HORIZ ROT ARRAY	2 EL PHSD ROT ARRAY, 1/4WV SLOPER	1/4 WV SLOPER	NONE
JR3IIR	2 EL YAGI, GROUND PLANE @ 15 M	ROT DIPOLE, GROUND PLANE	INVV, LOADED ELEMENTS	BEVERAGE, LOOP
JR6PGB	3 EL YAGI @ 22 M	2 EL YAGI @ 28 M	1 /4 WV SLOPER	BEVERAGES
K0CKD	SHORT VERT (CTSVR)	SHORT VERT (CTSVR)	SHORT VERT (CTSVR)	60' CNTR FD SWA (BEVERAGE A LA MISEK)
CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
K0CS	402CD @ 115'	DELTA LOOP @ 110', 1/4WVVERT	1/4WVVERT	BEVERAGES
K0HA	8 EL VERT ARRAY	7 EL PARASITIC ARRAY	4 EL PARASITIC ARRAY	8 BEVERAGES, HI ANGLE RXANT
K0LW	402CD		1/4 WV FULL SIZE VERT	BEVERAGES
K1FK	4 EL VERT ARRAY	4 EL VERT ARRAY		
K1GE	1/4WVVERT	1/4WVVERT	INVL	BEVERAGES
K1KY	LOOP, WINDOM @ 40 M	WINDOM @ 40 M	WINDOM @ 40 M	2 BEVERAGES
K1MY	HY GAIN HY TWR	HY GAIN HY TWR		
K1PX			TP LOADED FOLDED MONOPOLE	3 BEVERAGES
KTO	2 OVER 2 CUSHCRAFT (85 & 145')	INVV @ 125'	DIPOLE @ 120', GLADIATOR 8' UP, INV L (901)	BEVERAGE, LOW DIPOLE ON 160, PLANS EWE
K1VR	402CD & 4 SO	4 SQ LOADED	3 EL PARASITIC, SH 42' VERTS	BEVERAGES, 160 MAG LOOP FED TWR AS DRIVEN EL
K1VW	2 EL @ 60'	INVL	2EL1/4WVSPACEDL, INVV	BEVERAGES, PHSD BEVERAGES
K1YT	4 SO 3M HIGH	PHSD INV L'S	INV L (25 M VERT)	
K1ZM		4SQ	4SQ, 1/4WVVERT, INVV	BEVERAGES, LOOPS
K2UO	INVV	DIPOLE	STEALTH DIPOLE	500' BEVERAGE
K3GT	204BA @ 76'	SH FED TWR	SH FED TWR	BEVERAGES
K3LR	4 OVER 4	3 EL YAGI & 4 SQ	3 EL PARASITIC ARRAY	BEVERAGE

CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
K3ND	HOME MADE 2 EL	60' VERT WITH	60' VERT WITH LINEAR	EWE, LOW DIPOLE
		LOADED YAGI	TPHAT	LOADING & TP HAT
		LOADING		
K30SX	HF2V VERT	HF2V VERT	HF2V VERT	EWE
K3UL/				
WA3EUL	ROT DIPOLE @ 30 M	SH FED TWR	SH FED TWR	SHORT BEVERAGES, EWE
K4CIA	HALF SO	42' LOADED	INVL	EWE, SHORT BEVERAGE
		VERT		
K4MQG	402CD @ 135'	2 EL YAGI		
		(CREATE) @ 120'		
K4PI	2 EL MOSLEY YAGI	4 SQ (K8UT	100'SH FEDTP	BEVERAGES, 10' DIA LOOP,
	@ 100'	STYLE)	LOADED TWR	
K4SB	ROT SHORT DIPOLE	1/4WVVERT	T ANTENNA, 75' HIGH	SMALL LOOPS, SHORT
	@ 80'	& DIPOLE		BEVERAGES
K4TEA			1/2 SQ VERT LOOP	BEVERAGES
K4TO	PHSD 402CD'S	4SQ	1/4 WV VERT	SMALL LOOP & BEVERAGE
	(70 & 140')			
K4UEE	2 EL YAGI	INV V @ 90'	INV L (80' VERT)	BEVERAGES
K4XU	4SQ	4SQ	PHSD INV L'S	BEVERAGES, EWE'S, LOOPS
K4YP	INV V @ 65'	INV V @ 65'		NONE
K4ZW		4SQ	INVL @ 21 M	BEVERAGES
K5AQ	VERT & HIGH DIPOLE	LOADED TWR	LOADED TWR	BEVERAGES
K5PC	ROT DIPOLE @ 88'	HY GAIN HY	72' SH FED TWR	EWE
		TWR VERT		
K5QY	HY GAIN HY TWR	HY GAIN HY TWR	PHSD VERTS	BEVERAGES
K5YF	BUTTERNUT 6V VERT,	BUTTERNUT 6V		
	SLOPING DIPOLE			
K6ANP	3 EL YAGI	DELTA LOOP	DELTA LOOP	BEVERAGES & EWE'S
K6RK	2 EL @ 72'	TP LOADED	TP LOADED VERT	LOW HORIZ WIRES
		VERT		
K6SE	402BA	2 PHSD SH FED	PHSD SH FED TWRS	BEVERAGES
		TWRS		
K6SSS	VERT	4 SQ (ELEVATED)	INVL	2 M LOOP
K7FL	DIPOLE @ 28 M,	85' VERT		
K70X	PHSD VERTS	SLOPER	SH FED TWR	LOOPS
K7SO	4 SO	SHORT VERT		
		(GAP VOYAGER)		
K7ZV	ROT LOADED DIPOLE	2 EL SHORT YAGI	SH FED TWR	NONE
K7ZV	ROT LOADED DIPOLE	2 EL SHORT YAGI	SH FED TWR	NONE
	(HI Q COILS)	(HI Q COILS)		
K8GG	ROT DIPOLE	INVV	SH FED TWR	BEVERAGES
K8JJC	2 EL HY GAIN @ 72',	SHORT VERT,	INVL	EWE
	1/4 WV VERT	DELTA		
K8JP	402BA @ 75'	INV V @ 75'	INVL	SLINKY BEVERAGE
CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
K8MFO	2 ELMOSLEY @ 117'	INV V @ 85'	INVV @ 105'	BEVERAGE
K8NA	2 EL MOSLEY @ 40 M	SLOPING DIPOLE	INV L, INVV @ 35 M	SHORT BEVERAGES
		ARRAY AROUND		
		TWR		
K8RF	DELTA LOOP	DELTA LOOP	DELTA LOOP	BEVERAGES
K9EL	2 EL HY GAIN	1/4WVVERT	1/8WVVERT	VARIOUS WIRES
	DISCOVERER @ 80'			
K9FD	4 SLOPERS	2 QUARTER WV	SH FED TWR (N4KG	BEVERAGES, LOOPS, EWE
		SLOPERS	FEED)	
K9KU	PHSD 1/4WVVERTS	1/4WVVERT	SH FED TWR	LOOPS, HOUSE GUTTERS
K9MA	ROT DIPOLE	23 M SH FED	23 M SH FED TWR	TWO LOOP ARRAY
	(CITY LOT)	TWR		
K9MN	402CD @ 70'	INV V @ 70'	INVL	
K9RJ	2 EL HY GAIN @ 100'	2 SLOPERS TP	100'SH FED TWR	CNTR FED BEV, LOOP,
		@ 75'		
K9UWA	402CD STACKED	ROT DIPOLE	4 SO	BEVERAGES, MINI 4 SO ,
		@ 145'		EWE
K9YY	402 CD	4 SO	1/4 WV SLOPERS	BEVERAGES
KA7T	2 EL @ 80'	SH FED TWR	DISCONE	LOOPS

CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
KB3X	ROT DIPOLE @ 30 M	DELTA LOOP	INVV	NONE
		@ 22M		
KC2TX/7	1/4WVSLOPER	1/4WVSLOPER	1/4 WV SLOPER	COAXIAL LOOPS FOR 80 &
				160 (CITY LOT)
KC7EM	STACKED 3 EL YAGIS	4 SO , 64′		NO
	(DXENG) @ 160&80′	ELEMENTS		
KC7V	4ELKLM @ 100′	2 EL FORCE 12	1/4 WV SLOPER @ 90′,	BEVERAGES, SMALL RX
		@ 100′	SH FED TWR	LOOP
KE9I	60′ VERT	60′ VERT	60′ VERT	BEVERAGES
KG6I	160M FULL WV LOOP	160M FULLWV	160M FULLWV LOOP	BEVERAGES, SHIELDED
		LOOP		LOOP
KG7D	1/4WVVERTS		1/16 WVTP LOADED	NO
			VERT + PARASITIC	
			ELEMENTS	
KJ9C	DIPOLE	DIPOLE	INV L	SLINKY BEVERAGE
KJ9I	3 EL FORCE 12,	2 EL W9JA YAGI	4 SLOPING DIPOLES	REVERSIBLE BEVERAGES
	@ 35 M	@ 52 M		
KL7RA	3ELTELREX @ 190′	INVV @ 150′,	INVV @ 180′, 1/4 WV	NONE
		DIPOLE @ 170′,	VERT	
		VERT		
KL7Y	3 EL YAGI	ARRAY OF 1/2	125′ SH FED TWR,	NONE
		WV SLOPERS	INVV @ 150′, 1/4WV	
			SLOPER	
KN6DV	DELTA LOOP	1/4WVSLOPER		K9AY LOOPS & MAG LOOPS
KO1W	402CD		1/4WVVERT	BEVERAGES
KX4R	ELEVATED GP, WIRE	INVL	23MSH FEDTP	BEVERAGE, SEVERAL LOOP
	ANTENNAS		LOADED TWR	ANTENNAS
KZ5Q	ROT DIPOLE	1/4WVSLOPER		
N0AT	2 EL FORCE 12 YAGI	2 PHSD 1/4 WV	TWO 1/8 WV VERTS,	BEVERAGES
		VERTS	1/8 WV SPACING	
N0AX	402CD @ 50′	TWO 1/4WV	INV L 15 M VERT	W0CM COAX ANT,
	SLOPERS		SHIELDED LOOP	
N0FW	3ELHYGAIN	2 EL VERT	VERT	
		ARRAY		
N0IJ	2 ELMOSLEY @ 125′	FORCE 12 ROT	DXA SLOPER	NONE
		DIPOLE @ 116′		
N0JK	130′ BALLOON VERT	130′ BALLOON	130′ BALLOON VERT	W0CM COAXIAL RCV ANT
		VERT		
N0WX	VERT R7	1/4WVSLOPER	1/4 WV SLOPER	NONE
N10F	SH FED BOOM OF	1/4WVSLOPER	SH FED TWR	COAX LOOP
	204 BA			
N2QT	402CD @ 48′	DELTA LOOPS	INVLTP55′	EWE
		WITH REFLECTOR		
N4CC	402CD	HALF WV	1/4 WV SLOPER	BEVERAGES
		SLOPER		
N4JJ	2 EL CUSHCRAFT,	3 PHSD VERTS,	118′TPLOADEDSH	BEVERAGES, 4 EWE′S
	DIPOLES	INVV @ 105′	FED TWR,	
			INVV @ 105′	
N4KG	2 EL CUSHCRAFT,	DIPOLE @ 130′,	VERT(N4KG INV FEED)	BEVERAGES
	DIPOLES	INVV @ 140′		
CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
N4RJ	3ELYAGI @ 100′	DIPOLE @ 170′	SH FEDTWR, 1/4WV	NONE
			VERT	
N4XX	HF9V VERT, TRAP	HF9V VERT,	INV L (VERT 25 M), TRAP	INDOOR LOOP, PHSD INV L
		TRAP DIPOLE	DIPOLE @ 15 M	& DIPOLE (WITH MFJ 1026)
N5FG	402CD	INV V @ 65′	INV V @ 70′	
N5KO	INVVEE IN TREE	1/4WVGPIN	1/4WVGPINTREE	
		TREE		
N50K	2 EL LOADED YAGI	PHSD DELTA LOOPS		
	@ 110′			
N5SV	MOSLEY YAGI, 540′	2 EL FORCE 12	FORCE 12 ROT LOADED	BEVERAGE, LOOP, LOOP
	DELTA LOOP	YAGI, 540′ LOOP	DIPOLE, 540′ LOOP	ARRAY
N5ZC	2 EL YAGI @ 75′	SLOPER	INVL	
N7RK	1 /2 WV ELEVATED	ELEVATED	ELEVATED SLOPING	SLOPER

CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
	(STEALTH	SLOPING VERT	VERT (BASE ON	
	TYPE)	(BASE ON BALCONY!)	BALCONY)	
N7RT	4 EL HYGAIN	2 EL HOME MADE	143' VERT	BEVERAGES, LOOP
		YAGI		
N7UA	4 EL KLM	6 EL WIRE BEAM	4 SQ , INV V	BEVERAGES
N8JV	2 EL HYGAIN	4 SQ AROUND		1/4 WV VERT FULL SIZE,
	(DISCOVERER) @ 88'	160 MTWR (WIRES)		INSULATED BASE
N9AU	2 EL FORCE 12 @ 72'	1/4 WV SLOPER	1 /4 WV SLOPER	EWE, LOOPS
NA0Y	INV V @ 75'	1/4 WV SLOPER	1/2 SLOPER @ 75'	SEVERAL SHORT
				BEVERAGES
NH7A	4 EL YAGI, 2 EL YAGI	4SQ	SH FED TWR	NONE
NL7Z	5/8 WV VERT, INV V	72' VERT, 1/4	3/8 WV INV L,	DIPOLE @ 10'
		@ 87'	SLOPER @ 9V	SLOPER @ 90'
NR0X	3 EL FULL SIZE	2 DIPOLES	INV V, APEX @ 36 M	BEVERAGES, PHSD
		(ON4UN DESIGN)	@ 24 M	BEVERAGES
NT5C	402CD @ 27 M	SLOPING DIPOLE		
		(20 M APEX), HORIZ		
		DIPOLE		
NW6N	3 EL VERT ARRAY	5/8 WV VERT	1/4WVVERT	BEVERAGES, LOOPS, EWE
OH2BU	3 EL FULL SIZE	SLOPING DIPOLE	SLOPING DIPOLES	BEVERAGES
OH3ES	2 EL HOMEMADE YAGI	1/4WVVERT	2 EL ARRAY (1/4 WV	
			VERTS)	
OH3SR	2 EL FULL SIZE YAGI	4 HALF SLOPERS	HALF SLOPER TP @	80 M SLOPERS
	@ 31 M	TP «8 30 M	30 M, INV V @ 29 M	
ON4ADZ	INV V @ 24 M	INV V @ 24 M	SH FED TWR	NO
ON4UN	3 EL FULL SIZE YAGI	4SQ	1/4 WV FULL SIZE VERT	BEVERAGES
	@ 100'			
ON7NQ	DELTA LOOP	1/4 WV SLOPERS	INVL	
ON7TK	1/4WVVERT	1/4WVVERT	INVL	BEVERAGES
OZ1ING	BOBTAIL CURTAIN, INV L	BOBTAIL CURTAIN	INVL	BEVERAGES
OZ1LO	2 EL HY GAIN @ 27 M	VERT	1 /4 WV VERTICAL	BEVERAGE, EWE
OZ5MJ	INVL	INVV	INVV	
OZ7C/				
OZ1CTK	MULTIBAND YAGI @	1/4 WV SLOPER	3/8 WV INV L	BEVERAGE, EWE
	26 M (PRO 96)			
OZ8ABE	DIPOLE @ 12 M	1/4 WV VERT,	INVV @ 12 M	
		LOW 1/2 WV		
		DIPOLE		
OZ8RO				
PA0LOU	DELTA LOOP, SLOPER	DELTA LOOP,	HALF SLOPER	
		SLOPER		
PA3DZN	DELTA LOOP	HALF SLOPER	INVL	K9AY LOOPS
RA3AUU	INVV	INVV	INVV	
SM2EKM	4 EL YAGI & 4 SQ	4SQ	VERT	BEVERAGES, LOW DIPOLES
SM4CAN	BOBTAIL	HALF SQ	SH FED VERT	BEVERAGES
			(26 M, TP LOADED)	
SM4CHM	3 EL KLM @ 20 M	2 EL YAGI @ 40 M		BEVERAGES
		1 /4 WV SLOPERS		
		(MODIFIED CREATE)		
SM6CVX	1/2 WV SLOPER	1/2 WV SLOPERS	VERT	NONE
SM6DYK	2 EL KLM @ 24 M	DISCONE	VERT DISCONE ANT	BEVERAGES
SP5EWY	2 EL DELTA LOOP	1 /4 WV SLOPER	1 /4 WV SLOPER	BEVERAGES
UA3AB	402CD	TWO INV V'S 15	INV V 15 M ABOVE	BEVERAGES (COUNTRY
		M ABOVE ROOF	ROOF	QTH)
VA3DX	2 EL YAGI	INV V @ 70'	INVL	
VE3IRF	VERT HF6V			SHIELDED LOOP FOR 40
CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
VE3OSZ	INVL	INVL IN TREES		
VE5RA	2 EL HY GAIN	4 SQ	2 1/4 WV SLOPERS	
	DISCOVER BEAM			
VE6LB	HF2VVERT (MODIFIED)	HF2V VERT	HF2V VERT	SHIELDED LOOP
		(MODIFIED)	(MODIFIED)	
VE7BS			FULL WV HORIZ LOOP	BEVERAGES
			@ 30 M, HALF	

CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
			DIAMOND APEX 33 M	
VE7FPT	DELTA LOOP	HF2V VERT	SH FED TWR	BEVERAGES
VE7ON	402CD @ 90′	1/4 WV SLOPER	1/4 WV SLOPER	
VE7SBO	STACKED 2 & 3 EL	PHSD V'S	3 EL HORIZ ARRAY	WIRE
	FULL SIZE YAGIS		@ 135′	
VE7SV	402CD @ 135′, 2 EL	4 SO (K8UR	1/4 WV SLOPER	
	DELTA LOOP	STYLE), DIPOLE		
VK3QI	GAMMA MATCHED	1/4 WV SLOPERS	SH FED TWR	K6STI LOOP, ETC
	BOOM OF 402BA			
VK6HD	2 EL	SLOPING DIPOLES	INERTEDV @ 30 M	
VK6VZ	2 EL CAPACITIVELY	INVL	INVV DIPOLE, 15	BEVERAGE, 40 M QUAD
	LOADED QUAD (A LA		20 M HIGH	
	G3FPQ)			
VO1NA			25 M BASE INSULATED	BEVERAGES
			VERT	
W0CD	ROT DIPOLE @ 23 M	3 EL VERT	3 EL ARRAY (75′	2 SETS OF PHSD LOOPS
		ARRAY, K8UR	ELEMENTS), SH FED	
		STYLE	TWR	
W0EJ	INVV @ 100′	INVV @ 100′	1 /4 WV SLOPER @ 100′	BEVERAGES, LOW LOOP
W0FS	DROOPING DIPOLE	2 EL DROOPING	190′ INVL, 50′ VERT	BEVERAGE
		DIPOLE		
W0GJ	3EL @ 145′, 4 SO,	4 SO , ROT	1/4 WV VERT	BEVERAGES
	DIPOLE @ 90′	DIPOLE @ 180′		
W0HW	2 EL FORCE 12	SH FED TWR	SH FED TWR	LOOP, LOW WIRE
W0RI	INV V @ 70′	1/4 WV SLOPER	80′ SH FED TWR	LOOP
		@ 70′		
W0YG	3 EL YAGI	3 EL YAGI	3 EL PHSD ARRAY	BEVERAGES
W1FV	W8JK ARRAY	3 EL PHSD	3 SHORT PHSD VERTS	BEVERAGES
		ARRAY (TRIANGLE)		
W1JCC	DIPOLE	VERT, DIPOLE	1/4WVVERT	BEVERAGES
W1JR	ROT DIPOLE	DIPOLES, LOOPS	DIPOLE @ 90′	BEVERAGE
W1TE	INV V'S	INV V'S	INV V'S, BALLOON	BEVERAGES
			VERT,	
			GLADIATOR VERT	
W1UK	4 SO	4 SO	INVL	BEVERAGES, SLINKY
W1ZK	ROT DIPOLE @ 70′	1/4WVVERT	1 /4 WV SLOPERS	BEVERAGES
W2UB	4 EL INVV, VERT,	3 EL INV V YAGI	INVL	BEVERAGE
	DIPOLE			
W2UE	GROUND PLANE	1/4 WV SLOPER	1/4 WV SLOPER	LOOP
W3UM	402CD	DELTA LOOP	INVL	BEVERAGES
W3UR	3 EL @ 200′	FOUR 2 EL	4SQ, 1/4 WV VERT,	PHSD BEVERAGES, SINGLE
		QUADS	1/4 WV SLOPER	BEVERAGES
W4AG	4 SO	4 SQ (SHORT VERTS)		
W4CTG	BOBTAIL, WIRE VERTS	4 SQ WITH	2 PHSD VERTS	BEVERAGES
		SLOPING DIPOLES,		
		INVV		
W4DR	3 EL FULL SIZE @ 140′	4SQ	4SQ	BEVERAGES
W4PA	3 EL SHORT YAGI	PHSD HF2V	INV L	BEVERAGE
	HY GAIN	VERTS		
W4ZV		1/4WVGP	0.35 WV VERT	BEVERAGES
W5AA	2 EL KLM YAGI	DELTA LOOPS		
		WITH REFLECTOR		
W5FI	2 EL MOSLEY		HF2V VERT	BEVERAGES, LOW DIPOLE
W5KFT	402CD	DELTA LOOP	SLOPER	NONE
W5PS	2 EL YAGI @ 40 M	4SQ	5 EL PARASITIC ARRAY	BEVERAGES
W5WP	PHSD VERTS	PHSD VERTS,	VERT	
		DIPOLE		
W6AJJ		70′ TP LOADED	70′ TP LOADED VERT	BEVERAGES, EWE'S,
		VERT		LOOPS
W6BWY	4 SO	1/4 WV VER	INV L 75′ VERT	BEVERAGE
W6KW	3 EL YAGI @ 120′	3 EL YAGI, COIL	NONE	NONE
		LOADED		
		ELEMENTS 165′		
W6PAA	STACKED KLM YAGIS	WIRES QUAD	4SQ	BEVERAGES

CALL	40 ANT	80 ANT	160 ANT	RX ANTENNAS
	@ 20 & 40 M			
W6RJ	FORCE 12MULTIBAND	3 EL KLM LINEAR		
	6 OVER 6′	LOADED YAGI		
W6SR	3 EL KLM	1/4WVSLOPERS	SH FED TWR	NONE
		&INVV		
W6YA	2 EL DELTA (HANGING	1/2 WV VERT	1/4 WV VERT	RESONATE WARC DIPOLE,
	FROM 20 M YAGI)			4/1 BALUN + PREAMP
	(CITY LOT)			
W7AWA	NONE	SLANTING T	EWE, BUILDING	
		ANTENNA	BEVERAGE	
W7EW/				
W7AT	3 EL FULL SIZE	3 EL M2 YAGI	1/4WVVERT	BEVERAGES
W7LR	LAZYV	90′ VERT	90′ VERT	EWE, K6STI LOOPS, LOW
				DIPOLE
W7TVF	2 EL FORCE 12	SH FED TWR	PHSD SH FED TWRS	BEVERAGES, K9AY LOOPS
W8AH				
W8RU	2 EL LINEAR LOADED	1/4 WV SLOPER	INV L, 14 M VERT	COAX RECEIVING LOOP
	YAGI @ 25 M	@ 15 M		
W8XD	HF2V & R7000	HF2V VERT	INVL	LONGWIRES
W9AGH	3EL @ 140′	DIPOLE @ 130′	DIPOLE @ 140′	BEVERAGE
W9QA	VERTICAL BEAM	DIPOLE	DIPOLE	NO
W9WI	DIPOLE	DIPOLE	3/2 WV INV L	BEVERAGE
W9XT	2 EL HY GAIN	DIPOLE & SH	INV L& DIPOLE	BEVERAGES
		FED TWR		
W9ZR	2 EL CUSHCRAFT,	4 SO	SH FED TWR	BEVERAGES
	DIPOLES			
WA3AFS	PAIROFPHSD INVL'S	PHSD INV L'S	INVL	NO
WA5VGI	VERT (GAP VOYAGER)	VERT (GAP	VERT (GAP VOYAGER)	BEVERAGE
		VOYAGER)		
WB3AVN	DIPOLES	1/4 WV VERT	INVL IN TREES	BEVERAGE
		IN TREES		
WB9Z	3 EL FULL SIZE @	3 EL YAGI @	49 M BASE FED VERT,	BEVERAGES
	43 M	43 M	DIPOLE @ 40 M	
WD4JRA	160 M DIPOLE OPEN	160 M DIPOLE	INV L (681 VERT),	
	WIRE FED	OPEN WIRE FED	DIPOLE @ 30′	
WX0B	TWO M2 2 EL YAGIS	3 EL VERT	VERT 135′	BEVERAGES
	(145&751)	ARRAY, K8UR		
		STYLE		
YB1AQS	INVV	VERT	VERT	NO
YC0LOW	WINDOM @ 24 M	WINDOM @ 24 M	INV V @ 24 M	BEVERAGES
YT6A		3 EL YAGI		BEVERAGES
ZS4TX	2 EL HY GAIN @ 36 M	DIPOLE @ 24 M	SH FED 30 M LOADED	BEVERAGES
			TWR, 1/4 WV SLOPER	
ZS6EZ	3 EL SHORT YAGI	2 EL LOADED @	SH FED TWR	SHORT BEVERAGE
	@ 36 M	36 M, SH FED TWR		

БЛАГОДАРНОСТЬ ДЖОДЖУ, W2VJN. 2

1. ПРИЕМНИК. 2
- 1.1. Технические требования к приемнику. 2
- 1.2. Чувствительность. 2
  - 1.2.1. Тепловой шум. 3
  - 1.2.2. Шумы приемника. 3
  - 1.2.3 Шум. 3
- 1.3. Интермодуляционные искажения. 5
- 1.4. Нелинейные искажения или запирание приемника. 7
- 1.5. Динамический диапазон. 7
- 1.6. Перекрестная модуляция 8
- 1.7. Взаимное смешение (шумы ГУНа). 8
  - 1.7.1. Измерение взаимного смешения. 9
  - 1.7.1.1. Пересчет в dBc/Hz. 9
- 1.7 Селективность. 9
  - 1.7.1. SSB полоса. 9
  - 1.8.2. CW полоса. 9
  - 1.8.3. Перестройка полосы пропускания. 10
  - 1.8.4. Непрерывное изменение ширины полосы промежуточной частоты. 10
  - 1.8.5. Коэффициент формы фильтра. 10
  - 1.8.6. Статическая и динамическая селективность. 10
  - 1.8.7. Положение фильтра промежуточной частоты. 11
  - 1.8.8. Цифровая фильтрация. 12
  - 1.8.8.1. Цифровая обработка аудио сигналов. 12
  - 1.8.8.2. ЦОС на промежуточной частоте. 13
  - 1.8.9. Звуковые фильтры. 13
- 1.9. Стабильность. 13
- 1.10. Считывание частоты. 13
- 1.11. Переключаемая боковая полоса на CW. 13
- 1.12. Внешние входные фильтры. 14
- 1.13. Интермодуляция вне приемника. 15
- 1.14. Подавители шумов. 15
- 1.15. Оценки приемника. 16
- 1.16. Графическое представление. 16
- 1.17. Практика. 17
- 1.18. Поле деятельности для усовершенствований. 17
- 1.19. Добавление защиты входа во входное устройство вашего приемника. 18
- 1.20. Устройства подавления шумов. 18

2. ПЕРЕДАТЧИКИ. 18
- 2.1. Мощность. 18
- 2.2. Линейные усилители. 19
- 2.3. Работа в телефонном режиме. 19
  - 2.3.1. Микрофоны. 19
  - 2.3.2. Обработка речи. 21
- 2.4. Работа в телеграфном режиме. 21
- 2.5. ЦОС в передатчике. 22
- 2.6. Системы контроля сигнала. 22
- 2.7. Поле деятельности для усовершенствований. 23

3. ПРИЕМНОЕ И ПЕРЕДАЮЩЕЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Благодарность Джоджу, W2VJN.

Я должен поблагодарить Джорджа Катсоджорджа, W2VJN, за то, что он был моим критиком и редактором этой главы. Джордж был известен под этим самым позывным с 1947 г. Джордж перестал заниматься электронной инженерией после того как занимался этим на протяжении 40 лет, из них 17 лет занимался созданием космического и наземного оборудования в фирме RCA, а другие 17 лет – в Принстонском университете, где его привлекли к исследованиями энергии плавления. На сегодняшний момент Джордж является собственником половины Мировых радио и десятки лучшего оборудования, и таким образом он продолжает оставаться тесно связанным с электро- и радио разработками. Он был на вершине славы DXCC начиная с 1986 г и продолжает занимать эту позицию в отношении QSO с P5.

Оборудование связи в течение долгих лет стремительно прогрессировало. Тем не менее, нет сомнений, что существует возможность для дальнейшего усовершенствования наших сегодняшних радиостанций. Длинноволновая связь на дальние расстояния и соревнования это две арены нашего увлечения, которые требуют невозможного от нашего оборудования благодаря практически постоянному наличию шумов всех видов, так же впрочем, как и сильных побочных сигналов.

До того, как сделать вывод о том, какие улучшения должны быть сделаны (смотри раздел 1.18), в этой главе я сделаю краткий обзор технических требований как к передающей, так и к приемной частям оборудования.

1. Приемник.

1.1. Технические требования к приемнику.

Более 20 лет назад характеристики приемника наиболее часто оценивались и измерялись по его чувствительности и селективности. В 50-х и начале 60-х годов супергетеродинный приемник с тройным преобразованием имел статус символа, который, в некоторой степени, аналогичен сегодняшнему трансиверу с цифровой обработкой сигналов на промежуточной частоте. Это продолжалось до середины 60-х, когда важным показателем была признана обработка сильных сигналов [250]. Сегодня мы рассматриваем следующие темы, которые имеют наибольшее значение для связных приемников (перечислены не в соответствии со степенью важности)

1) Чувствительность
2) Интермодуляционные искажения
3) Нелинейные искажения
4) Динамический диапазон
5) Перекрестная модуляция
6) Взаимное смешение (шумы ГУНа)
7) Избирательность
8) Подавление шумов
9) Стабильность
10) Частота повторения

Далее представлен подробный обзор этого списка, в котором будет особо выделен их вклад в успех длинноволновой связи.

1.2. Чувствительность.

На **рис.3.1** показаны напряжение и отношение мощностей ВЧ сигналов, с которыми мы обычно имеем дело на входе приемника. Номограмма может быть использована для осуществления преобразований между многими различными единицами, которые используются для представления силы сигнала.

Чувствительность это способность приемника обнаружить слабые сигналы. Наиболее важным понятием, которое связано с чувствительностью – понятие отношения сигнал/шум. Хороший прием слабого сигнала предполагает, что сигнал существенно больше шума. Признано что как стандарт для успешного SSB приема требуется отношение сигнал/шум (S/N) 10 dB. CW прием может иметь много меньшее отношение сигнал/шум, любой оператор CW связи успешно имеет дело с отношением сигнал/шум 0 dB. Успешные операторы могут раскопать CW сигналы в шуме при отношении сигнал/шум –10 dB. Это еще раз доказывает превосходство CW над SSB в связях при слабых сигналах.

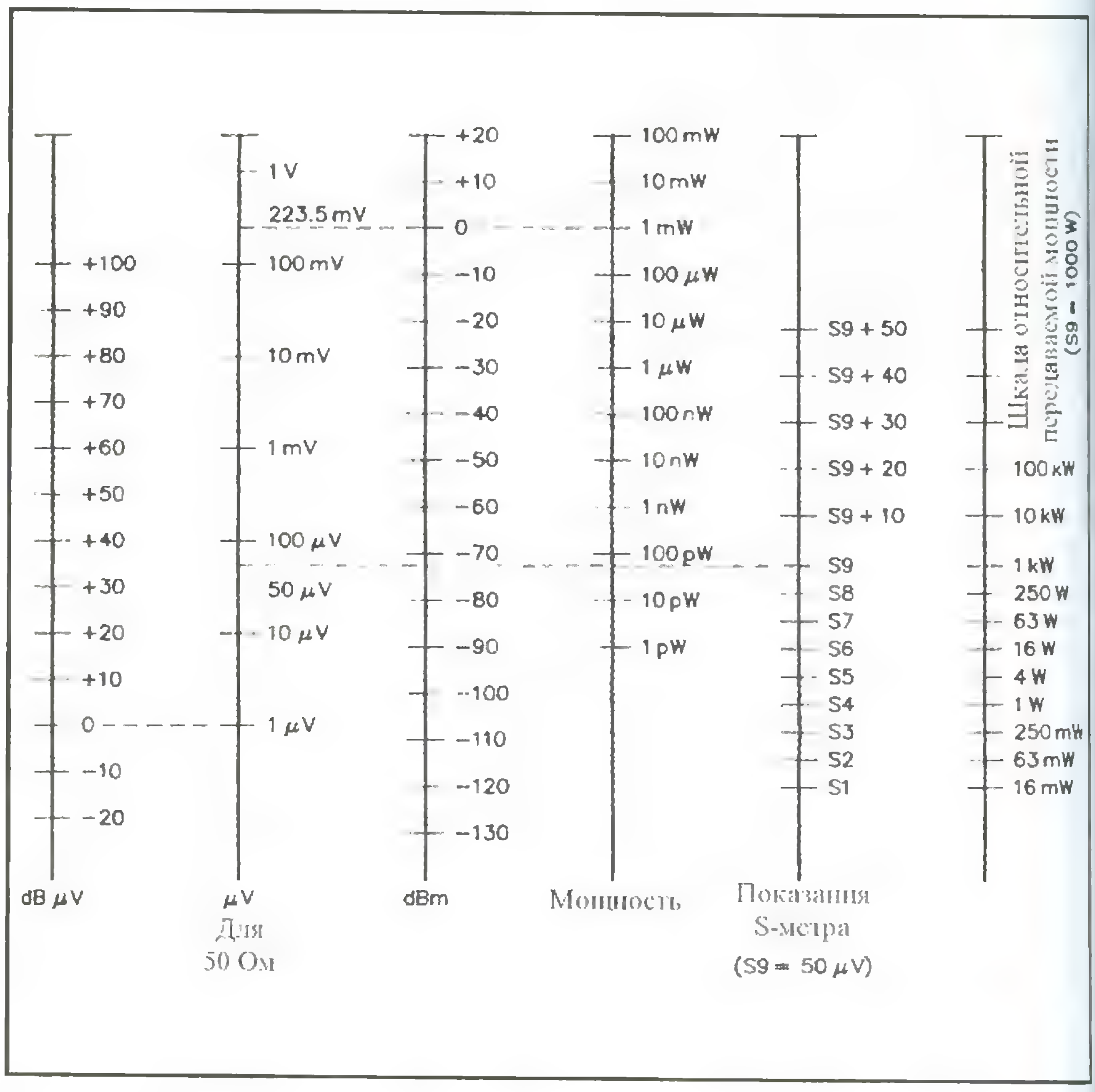


Рис.3.1. Эта номограмма показывает соотношение между напряжением на входе приемника, показаниями стандартного S-метра и выходной мощностью передатчика.

1.2.1. Тепловой шум.

Шум, существующий на выходе звукового приемника, создается различными способами. Внутренний собственный шум приемника создается движением электронов в любом материале (например, сопротивлений, транзисторов), которые являются составной частью цепей приемника и имеют температуру выше 0°К (0°К или -273°С), являющейся абсолютным нулем – температурой, при которой все электроны прекращают движение. Выше 0° Кельвина электроны движутся случайным образом, сталкиваясь с относительно неподвижным атомом, который обладает большей массой. Конечный результат этого эффекта то, что в большинстве веществ возникает не ток в каком либо конкретном направлении в среднем за продолжительное время, а скорее серия случайных импульсов. Эти импульсы производят то, что называется шумом теплового возбуждения или просто тепловым шумом.

Уравнение Больцмана описывает мощность шума в системе. Уравнение записывается в следующем виде:

$$p = kTB,$$

где
p – мощность теплового шума в ваттах,
K – постоянная Больцмана (10.38x10^{-23} Дж/К),
T – абсолютное значение температуры, К,
B – полоса частот , Гц.

Заметим, что мощность прямо пропорциональна температуре и при температуре 0°К тепловой шум равен нулю. Для напряжения эквивалентного шума уравнение запишется в следующем виде:

$$E = \sqrt{kTBR},$$

где
R – сопротивление системы
(обычно равное 50 Ом).

Например, при температуре окружающей среды 27°С (300°К) в системе с сопротивлением 50 Ом и полосой частот приемника 3 кГц мощность теплового шума составит:

$$P = 1.38\times10^{-23}\times300\times3000 = 1.24\times10^{-17}\ Вт.$$

Это эквивалентно

$$10\log(1.24\times10^{-17}) = -169\ дБВт$$

или -139 дБмВт (139 дБ менее 1 мВт), и эквивалентно 32 дБ менее 1 мкВ [223]. Это теоретически максимальная чувствительность приемника для данной полосы частот и температуры окружающей среды.

1.2.2. Шумы приемника.

Не существует бесшумных приемников. Внутренний шум часто оценивается двумя системами мер, которые называются коэффициентом шума и фактором шума. Фактор шума является по определению отношением мощности общего выходного шума к мощности входного шума, когда температура нагрузки является стандартной и равной 290°К (17°С). Будучи отношением, фактор шума не зависит от полосы частот, температуры и сопротивления. Коэффициент шума является логарифмическим выражением фактора шума:

$$NF = 10\log F,$$

Где F – фактор шума.

1.2.3 Шум.

Кроме шума, который создается внутри приемника, вторым фактором, который ограничивает чувствительность приемной системы, является шум, производимый передающей антенной. Такой шум большей частью производится в атмосфере или создается человеком и его наличие ограничивает максимально достижимую чувствительность приемника.

На **рис.3.2** показана максимально достижимая чувствительность приемника для города (A), для укромной сельской местности в течение дня (B) и для укромной сельской местности в течение ночи (C). Скругленные линии соответствуют пределу установленному уровнем шума в атмосфере. Такие кривые имеют обычный вид, они рассчитаны для типичного или среднего шума для отношения сигнал/шум 10 dB в полосе частот 3 кГц.

Любители дальней связи обычно превосходят пределы и часто принимают сигналы достаточно хорошо при большем уровне шума (отношение сигнал/шум 0 dB). Кривая D показывает характеристики для S/N равного 0 dB. Переключение с широкой полосы пропускания 3 кГц SSB на типичную полосу CW 500 кГц опускает кривую еще на 7.8 dB (кривая E).

Представленные уровни шумов являются типичными для приемной системы состоящей из эффективного полуволнового диполя или четвертьволновой вертикальной антенны. Менее эффективные антенны будут производить меньше шума и поэтому будут требовать более чувствительного приемника [201, 202, 205, 223, 227].

Полоса частот	Уровень шума	Коэффициент шума
1.8	от -120 до -130 dBm	от 17 до 27 dB
3.5/7.0	от -130 до -140 dBm	от 7 до 17 dB

В **таблице 3.1** представлена минимально необходимая чувствительность приемника для длинноволновых диапазонов. Если вы используете передающие антенны наподобие антенны Бевериджа, необходима большая чувствительность.

Типичный приемник 1998 года выпуска имеет следующие характеристики чувствительности (определенные для полосы частот 500 кГц):
Уровень теплового шума при 27°С и полосе частот 3 кГц равен -139 dBm (смотри раздел 1.2.1). Для полосы частот 500 Гц он на 7.8 dB меньше или – 147 dBm.

Это означает, что современные передающие устройства обычно имеют излишнюю чувствительность приблизительно от 10 до 15 dB (при хорошем расположении оператора) на 160 и 80 метрах при использовании полноразмерного диполя или вертикальной антенны. Эта излишняя чувствительность очень приветствуется, когда используются специальные приемные антенны, например антенны Бевериджа, которые имеют на выходе сигнал на 10 dB меньше сигнала полноразмерного диполя или вертикальной антенны.

Конечно, существуют исключения из этих «типичных» условий. Если приемник расположен на удаленном острове в сотнях миль от источников промышленных шумов и, если в радиусе ста километров нет гроз, то чрезвычайно слабые сигналы могут быть услышаны даже в длинноволновом диапазоне. Поэтому при таких условиях экспедиций часто сообщают об отсутствии необходимости использования отдельных приемных антенн таких, как антенны Бевериджа. При таких условиях часто возникает односторонняя связь, когда оператор экспедиции может слышать значительно лучше, чем «средний» оператор, из-за полного отсутствия промышленных шумов.

При использовании отдельной приемной антенны такой, как антенна Бевериджа, дополнительная чувствительность приемника становится необходимой, так как эти антенны часто создают очень небольшие сигналы и значительно менее чувствительны к шумам (атмосферным или промышленным) из-за своих направленных характеристик.

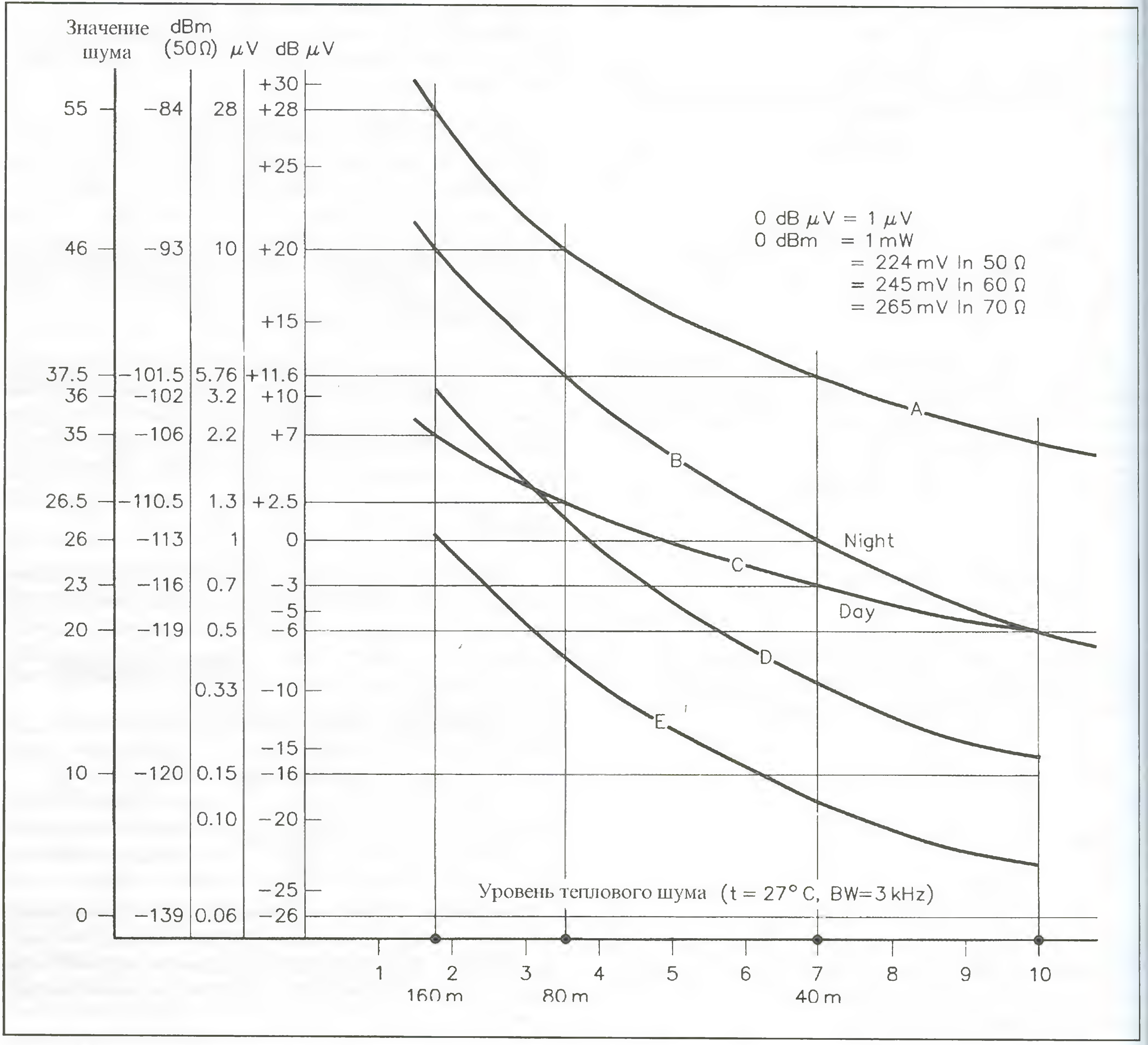


Рис.3.2. Максимально достижимая чувствительность приемника в длинноволновом диапазоне ограничена атмосферными и промышленными шумами. Этот пример для приемника с уровнем шума -129 dBm. Кривая A для обычного (шумящего) городского окружения и для отношения сигнал/шум 10 dB при полосе частот 3 кГц. Кривые B и C для сельской местности при том же отношении сигнал/шум и полосе частот. в длинноволновых диапазонах мы часто различаем сигналы, которые имеют отношение сигнал/шум 0 dB. Кривые D и E приведены для отношения сигнал/шум 0 dB при полосе частот 3 кГц и 500 Гц для ночных условий и идеальной сельской местности.

Таблица 3.1.Минимально необходимая чувствительность приемника.

	Тихое село День	Тихое село Ночь	Город	Частота (МГц)
Допустимый коэффициент шума Минимальная чувствительность	33 dB 2.2 μV	46 dB 10 μV	55 dB 28 μV	1.8
Допустимый коэффициент шума Минимальная чувствительность	28 dB 1..3 μV	37.5 dB 3.75 μV	46 dB 10 μV	3.5
Допустимый коэффициент шума Минимальная чувствительность	23 dB 0.7 μV	26 dB 1 μV	37.5 dB 11.5 μV	7.0
Коэффициент шума Чувствительность	10 dB 0.15 μV	10 dB 0.15 μV	10 dB 0.15 μV	Типичный приемник

Это типичные чувствительности, необходимые для длинноволновых диапазонов. Значения предполагают такие приемные антенны, как диполи или вертикальные антенны. Специальные приемные антенны с небольшим усилением требуют большую чувствительность (до 10 dB).

Это означает, что шумы (и сигналы) от этих антенн также меньше и требуется дополнительная чувствительность. В месте расположения моей станции, которое является полусельским, используя антенны Бевериджа, я могу почти всегда включать на входе аттенюатор от 6 до 10 dB без явного нарушения отношения сигнал/шум. Использование предварительных усилителей для малошумящих приемных антенн детально рассматривается в главе по специальным приемным антеннам.

1.3. Интермодуляционные искажения.

Интермодуляционные искажения (IMD) это явление, вызываемое двумя (или больше) сильными сигналами, которые переводят входной каскад (или последующие каскады) приемника за пределы его линейного диапазона так, что возникают паразитные сигналы, называемые продуктами интермодуляционных искажений. IMD третьего порядка являются наиболее частым и досадным эффектом перегрузки входного каскада. На **рис.3.3.** показан спектр интермодуляционных искажений для примера, где исходные сигналы отстоят друг от друга на 1 кГц.

Продукты третьего порядка следующие:

$$2F_1 - F_2 \text{ и } 2F_2 - F_1$$

Продукты третьего порядка интермодуляционных искажений увеличиваются по амплитуде в три раза при равной паре входных сигналов [210, 211, 213, 226, 239, 247, 255, 274, 281]. На **рис.3.4** показаны два примера для точки перехвата третьего порядка.

По вертикальной шкале отложен относительный выходной сигнал входного каскада приемника в dB по отношению к произвольному нулевому уровню.

На горизонтальной оси показаны входные уровни двух равноамплитудных парных сигналов, выраженные в dBm. Точка А расположена справа от уровня приемных шумов. Увеличение мощности сигналов приводит к существенному увеличению выходного сигнала в одинаковом отношении. Между -129 dBm и -44 dBm не возникает продуктов интермодуляционных искажений, равных или больше уровня шумов приемника.

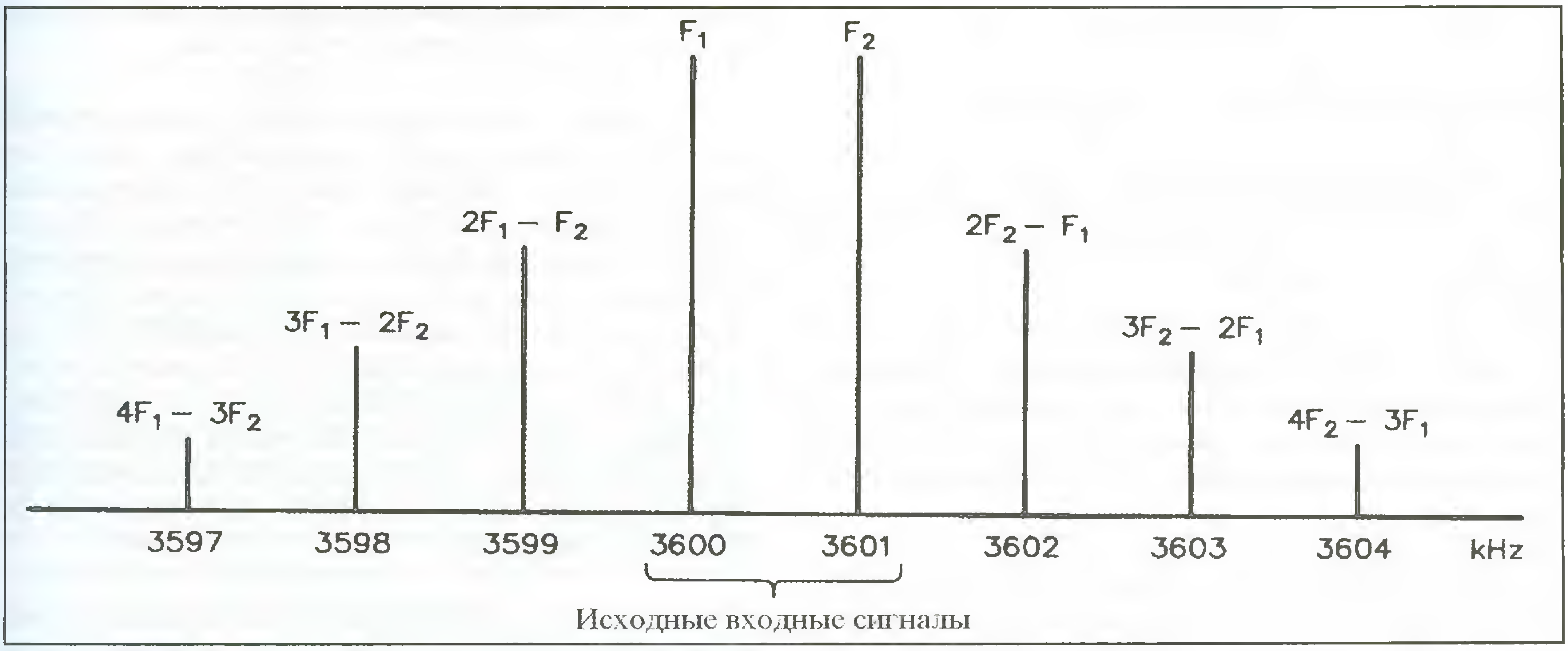


Рис.3.3. **Продукты интермодуляции третьего, пятого и седьмого порядков, созданные входными сигналами с частотами 3600 и 3601 кГц.**

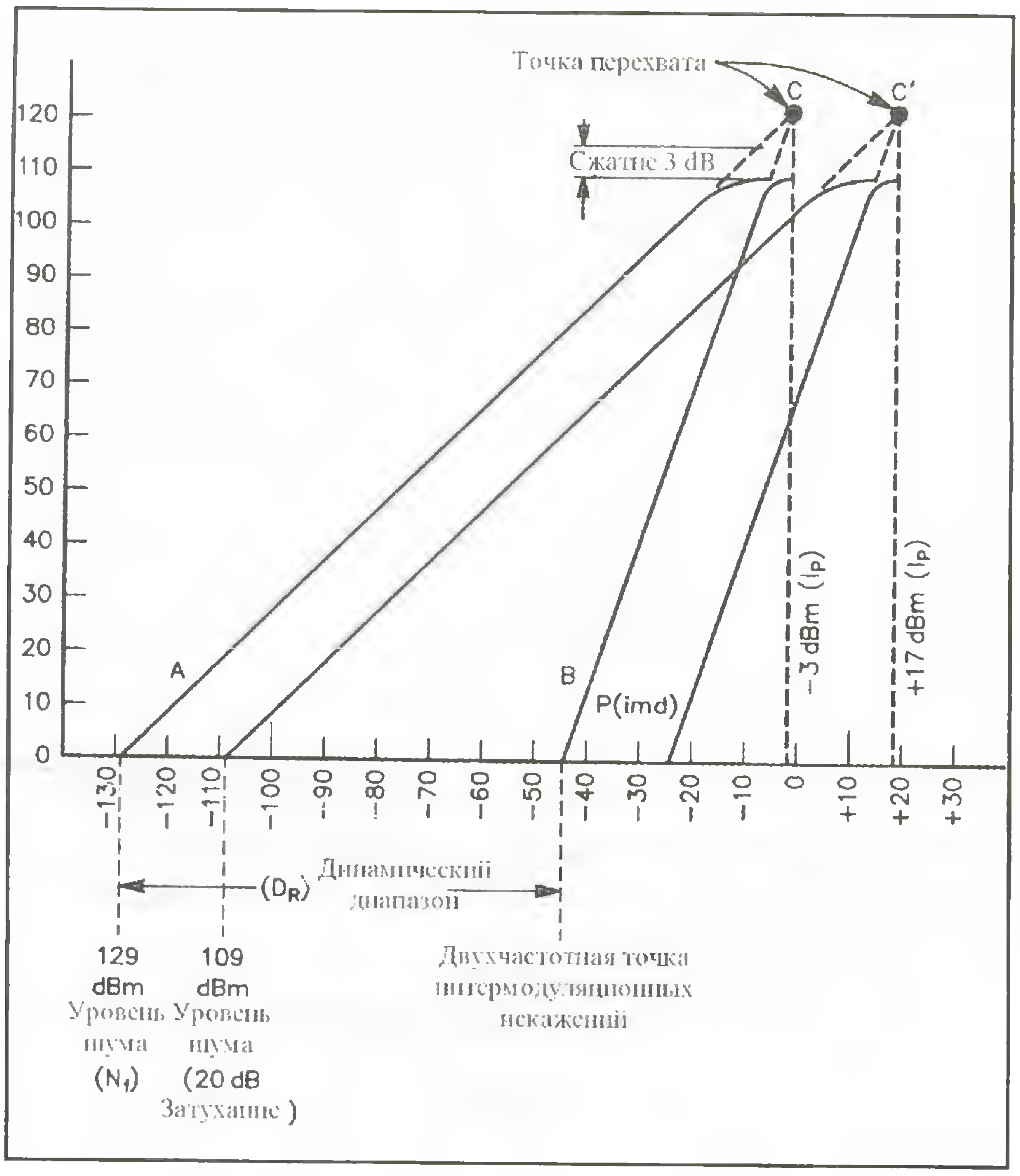
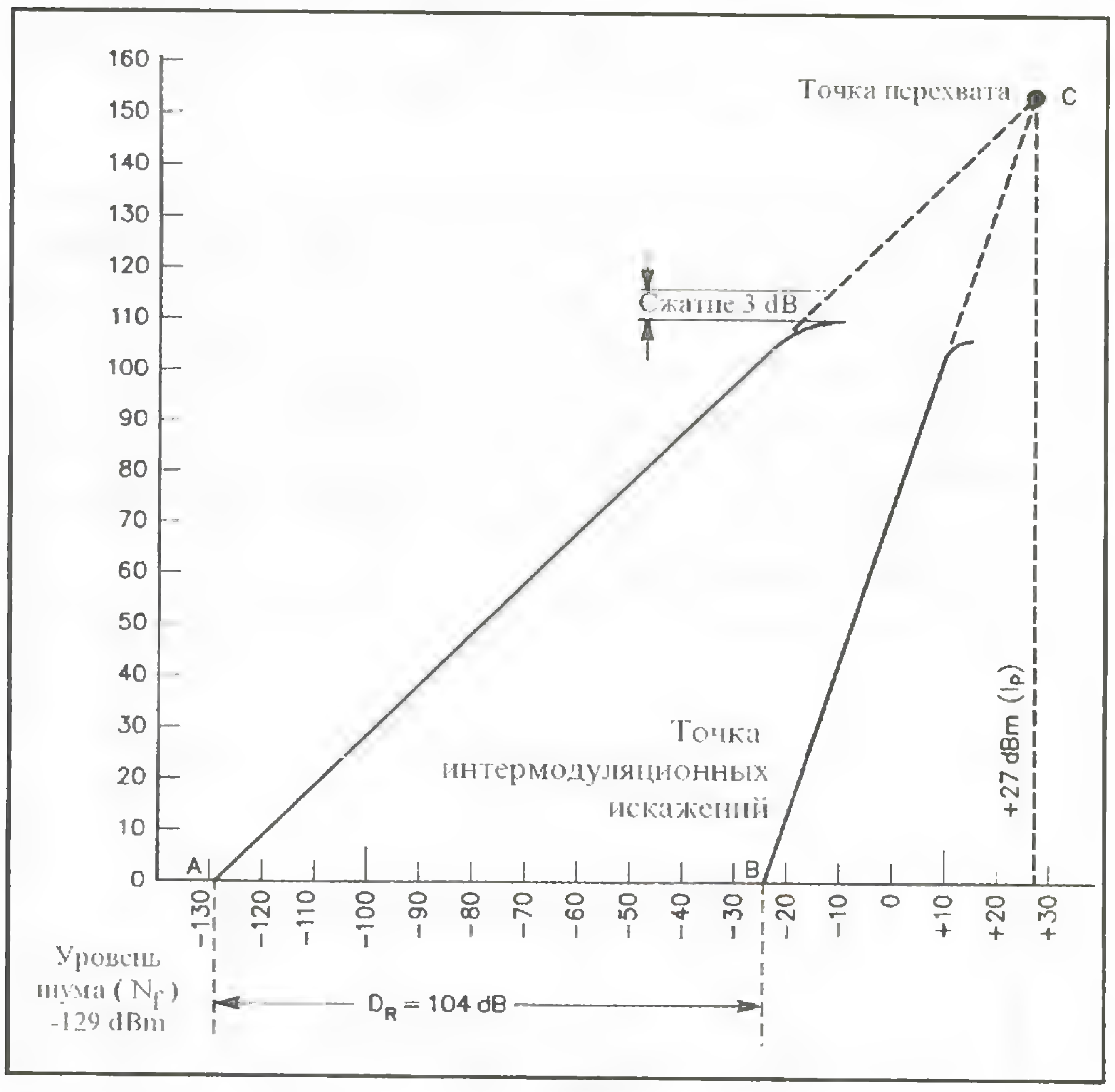


Рис.3.4. Точка перехвата третьего порядка, показанная для двух примеров, с входным аттенюатором 20 dB и без него. Точка перехвата увеличивается на значение вводимого затухания. Это приведено для типичного приемника с динамическим диапазоном интермодуляционных искажений 84 dB.



На рис.3.5. показана лучшая ситуация, где, однако, усовершенствование получено при использовании техники конструирования и компонентов, которые могут выдерживать более сильные сигналы до появления нелинейности.

При -44 dBm продукты интермодуляции третьего порядка увеличиваются точно до минимального уровня шумов приемника (точка B на **рис.3.4**). Точка B называется двухчастотной точкой интермодуляционных искажений. Она обычно выражена в dBm. Дальнейшее увеличение мощности сигналов приведет к увеличению мощности продуктов интермодуляционных искажений третьего порядка в три раза быстрее, чем увеличение мощности входных сигналов. В этой же точке линии основной характеристики и третьего порядка будут более пологими из-за «сжатия усиления». Проведите линии обеих характеристик до пересечения с точкой, называемой точкой перехвата третьего порядка. Уровень может быть считан с входной шкалы в dBm

Точка перехвата I_p может быть рассчитана из точки интермодуляционных искажений следующим образом.

$$I_p = \frac{2 \times MDS + 3 \times IMD_{DR}}{2}$$

где MDS - минимально различимый уровень сигнала,

IMD_{DR} - динамический диапазон интермодуляционных искажений.

И наоборот, двухчастотная точка интермодуляционных искажений может быть определена математически из точки перехвата следующим образом.

$$P_{IMD} = \frac{2 \times I_p + N_f}{3}$$

Например, для приемника, имеющего точку перехвата -3 dBm и минимальный уровень шума -129 dBm двухчастотная точка равна

$$P_{IMD} = \frac{2 \times (-3) + (-129)}{3} = -45 dBm$$

Что это означает? Это означает, что сигналы менее - 45 dBm не приведут к заметным продуктам интермодуляционных искажений, пока они не увеличатся. Это означает, что сигналы уровня около S9 +30 dB начнут создавать заметные продукты интермодуляционных искажений! В Европе это каждодневная ситуация на частоте 7 МГц, где сигналы от 30 до 50 мВ являются обычными.

При определении точек перехвата третьего порядка мы должны всегда смотреть минимальные уровни шумов приемника в то же самое время. Когда мы повышаем уровень шумов от -129 dBm до -109 dBm (например, установкой аттенюатора 20 dB во входной линии приемника) линии обоих характеристик и точка перехвата сдвигается вправо, как показано на **рис.3.4**. Это означает, что точка перехвата улучшается на 20 dB! Любой (в среднем) приемник с точкой перехвата +5 dBm может быть усовершенствован до +25 dBm простым добавлением затухания 20 dB на входе. Помните, что это можно зачастую делать с современными приемниками, так как они часто имеют излишнюю чувствительность.

Частотное разделение двух входных сигналов оказывает существенное влияние на результаты интермодуляции. Наихудший случай возникает, когда нет избирательности на входе по затуханию для одного из сигналов.

Это происходит, когда оба сигнала находятся в полосе пропускания фильтра первой промежуточной частоты и продукты интермодуляции создаются во втором смесителе. Большинство современных приемников имеют довольно удаленную первую промежуточную частоту, так что они могут приспосабливаться к узкополосным ФМ и АМ сигналам без необходимости изменения фильтра.

Это одна из сложнейших проблем современных «всегда громыхающих и свистящих» широко распространенных трансиверов, использующих входные цепи с фиксированной настройкой. Чтобы получить достаточное подавление зеркальной частоты, необходима очень большая промежуточная частота, лежащая за пределами рабочего диапазона оборудования. Фильтры для промежуточной частоты между 50 и 100 МГц сильно уступают по коэффициенту прямоугольности, который может быть получен при значительно меньших частотах.

Измерения при смещении на 2 кГц, использующие фильтр 500 кГц на второй промежуточной частоте, часто используют для определения характеристик наихудшего случая интермодуляционных искажений. В этом случае не должно быть селективности в фильтре первой промежуточной частоты. Измерения при смещении 20 и 100 кГц также используются для оценки интермодуляционных характеристик приемника, в этом случае высокочастотный фильтр промежуточной частоты играет свою роль. При таком большом смещении фильтр первой промежуточной частоты обычно существенно улучшает картину. Реальная картина, которая интересует любителей длинноволновой связи, является картиной, полученной при измерении для небольших смещений, поскольку это происходит в ситуациях, с которыми мы сталкиваемся, когда работаем в насыщенном эфире – особенно во время соревнований.

Часто измерения, использующие смещение 100 кГц, используют для определения силы сигнала при оценке характеристик приемников там, где шумы гетеродина (LO) ограничивают точность измерений при смещении 20 кГц и менее (смотри раздел 1.7).

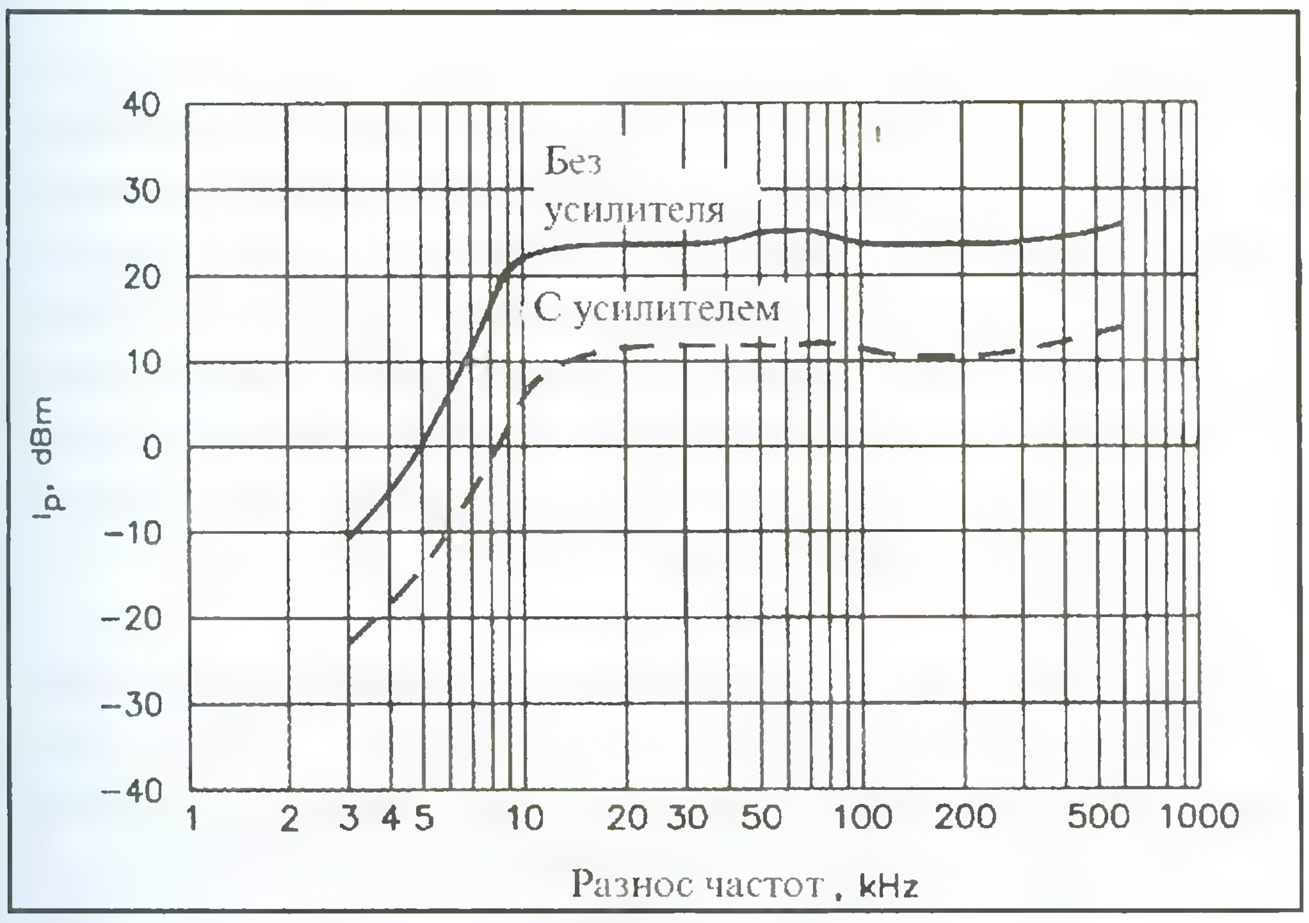


Рис.3.6. Значение точки перехвата третьего порядка для типичного современного широко распространенного конверсионного приемника. Графики ясно показывают, что фильтр первой промежуточной частоты имеет полосу частот приблизительно 10 кГц. Уменьшение полосы частот этого фильтра вместе с использованием менее шумящего гетеродина (ГУНа) может существенно увеличить динамический диапазон при близком частотном размещении сигналов.

На **рис.3.6.** показана точка перехвата третьего порядка для современного приемника в зависимости от частотного разделения двух сигналов. Показаны два случая, с предварительным усилителем и без него.

1.4. Нелинейные искажения или запирание приемника.

Нелинейные искажения возникают, когда сильный сигнал подается на усилитель, смеситель или каскад (например, входной каскад приемника) так, что каскад не может создавать больший выходной сигнал. Каскад возбуждается за пределами своего линейного рабочего участка и насыщается. Нелинейные искажения могут быть распознаны по уменьшению фонового уровня шумов, когда происходит насыщение [223, 239, 281]. Нелинейные искажения могут быть вызваны другими близко расположенными станциями, такими, как многооператорные устройства для соревнований. Внешние фильтры являются ответом на эту задачу. (Смотри раздел 1.12).

1.5. Динамический диапазон.

Нижним значением динамического диапазона приемника является уровень минимально различимого сигнала (MDC) или минимальный уровень шумов приемника. Верхним значением является уровень мощности сигнала, при котором интермодуляционные искажения становятся заметными (продукты интермодуляционных искажений становятся равными MDS).

Посмотрите на **рис.3.5** для графического представления динамического диапазона. Динамический диапазон может быть рассчитан следующим образом:

$$D_R = P_{IMD} - N_f$$

где D_R - динамический диапазон, dB,

P_{IMD} - **точка двухчастотных интермодуляционных искажений, dBm,**

N_f - **минимальный уровень шумов приемника, dBm.**

Если вместо точки двухчастотных интермодуляционных искажений известна точка перехвата, то мы можем использовать следующее уравнение:

$$D_R = \frac{2\times(I_P - N_f)}{3}$$

где I_P - точка перехвата в dBm.

Динамический диапазон приемника является важным, потому что он позволяет нам сравнивать характеристики приемников при работе с сильными сигналами [234, 239, 255], поскольку он принимает во внимание также и чувствительность.

1.6. Перекрестная модуляция

Перекрестная модуляция появляется в тех случаях, когда модуляция нежелательного сигнала частично передается полезному сигналу в полосе пропускания приемника. Перекрестная модуляция начинается в точке 3 dB нелинейных искажений на кривой основой характеристики, как показано на **рис.3.5**. Перекрестная модуляция не зависит от величины полезного сигнала и пропорциональна квадрату амплитуды нежелательного сигнала, т.о. входной аттенюатор может применяться для ослабления эффекта перекрестной модуляции. Добавлением затухания 10 dB перекрестная модуляция может быть уменьшена на 20 dB. Такое отличительное соотношение может также помочь отличить перекрестную модуляцию от других интермодуляционных явлений [223, 247].

1.7. Взаимное смешение (шумы ГУНа).

Взаимное смешение относится к эффектам большого сигнала, вызванного боковыми полосами шума гетеродина, возбуждающего вход смесителя. Генераторы обычно считаются источниками узкополосного сигнала, но в действительности этого никогда не бывает. Все генераторы имеют боковые полосы в определенных пределах. Пример боковых полос, создаваемых генератором, показан на **рис.3.7.**

Отрицательное влияние этих боковых полос шума в большинстве случаев оставалось незамеченным до тех пор, пока генераторы, управляемые напряжением (ГУНы) не были введены в современные приемники.

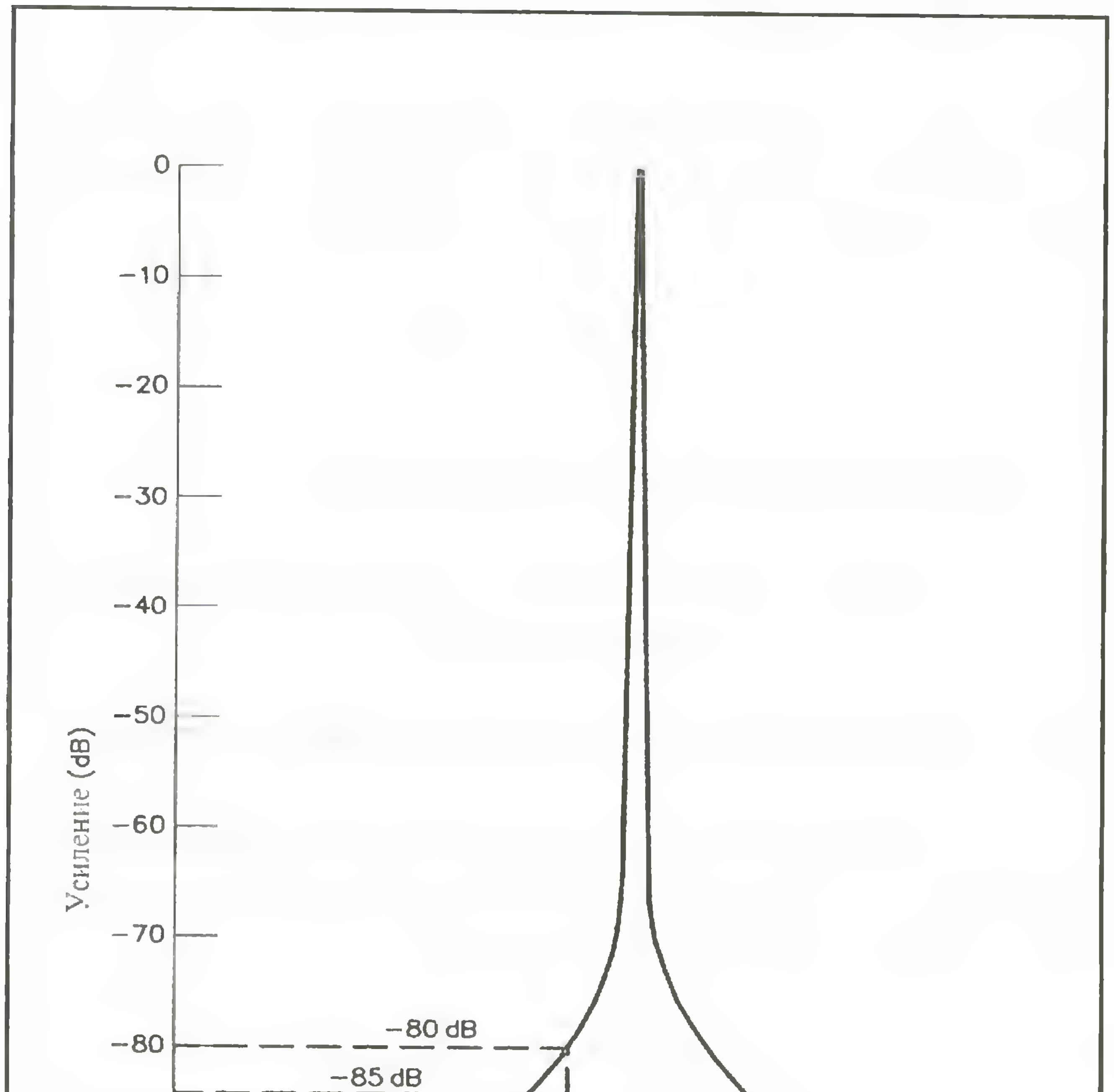


Рис.3.7. Выходной спектр генератора, управляемого напряжением. Если измерения были выполнены в полосе частот 3 кГц, характеристики боковых полос генератора отнесенные к полосе частот 1 Гц, равны 85 + 34 dBc (dB отнесенные к несущей частоте).

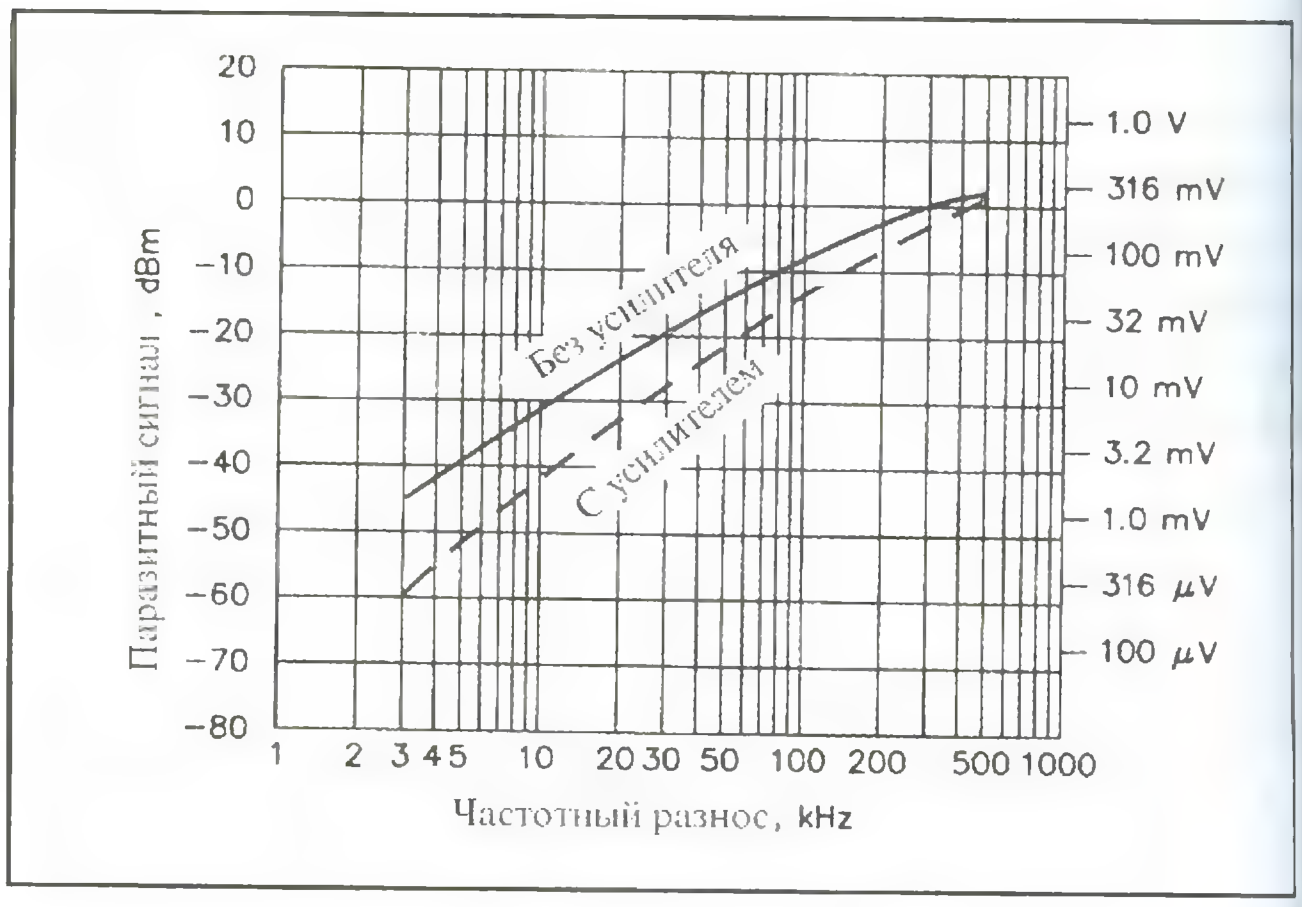


Рис.3.8. Уровни паразитного сигнала (вертикальная ось) при заданном частотном разносе между сигналами (горизонтальная ось), которые увеличивают шумы звуковых частот на 3 dB. Предположена полоса частот промежуточной частоты 3 кГц. Это является стандартным методом расчета влияния шумов ГУНа на приемник. Детальное описание смотри в тексте.

J.Grebenkemper, KI6WX, детально рассмотрел влияние фазового шума на любительскую связь в своей статье в QST [286, 289]. На **рис.3.8.** показаны создаваемые уровни паразитных сигналов в зависимости от частотного разноса, стандартный метод определения влияния шумов ГУНа в приемнике.

ГУНы значительно более подвержены к созданию шумовых боковых полос, чем обычные LC генераторы. Система фазовой синхронизации в ГУНах несет ответственность за качество шумового спектра [209]. **На рис.3.9** показано соотношение в обычном супергетеродинном приемнике между входным сигналом, промежуточной частотой и частотой гетеродина для идеальной ситуации не шумящего гетеродина и для случая, когда гетеродин имеет реальные шумовые боковые полосы.

Взаимное смешение вводит внеполосные сигналы в промежуточную частоту с уровнями, пропорциональными частотному разделению между полезным и паразитным сигналами. Это эффективно уменьшает селективность приемника. Другими словами, если статическая характеристика фильтров промежуточной частоты задана менее -80 dB, то шумы гетеродина должны быть меньше на ту же величину в той же полосе частот, чтобы не уменьшить эффективную селективность фильтра.

В соответствии с уравнением тепловых шумов (смотри раздел 4.2.1) мощность шумов равна -174 dBm при комнатной температуре для полосы частот 1 Гц. Шумы в SSB с шириной полосы X Гц могут быть пересчитаны к полосе 1 Гц, используя коэффициент (10logX). Это уравнение дает коэффициент 34.8 dB для полосы 3 кГц, 34.3 dB для полосы 2.7 кГц и 33.2 dB для 2.1 кГц. Продолжая пример, в котором статическая характеристика фильтра промежуточной частоты равна – 80 dB, а фильтр имеет полосу 3 кГц, шумы гетеродина не должны быть более, чем 80 + 34 = 114 dBm в полосе частот 1 Гц. Шумы несущей обычно также относят к полосе частот 1 Гц, и выражают в dBc/Hz.

1.7.1. Измерение взаимного смешения.

Фазовые шумы наиболее легко измеряются на одной частоте. Источник сигнала, такой, как мало шумящий кварцевый генератор, соединяется через аттенюатор с входом приемника. Приемник перестраивается от частоты генератора на различные значения и регистрируется уровень сигнала, необходимый для достижения минимального уровня шумов приемника (шумы = минимально различимому сигналу).

Минимальный уровень шумов измеряется среднеквадратичным вольтметром звукового диапазона, а отсчетный уровень устанавливается при отсутствии входного сигнала. Уровень входного сигнала затем увеличивается до тех пор, пока сигнал на выходе не увеличится на 3 dB. При этом сигнал генератора становится равным минимальному уровню шумов.

Существуют также другие методы измерений, использующие два сигнала [281, 274, 247].

1.7.1.1. Пересчет в dBc/Hz.

Значения в dBc/Hz могут быть затем рассчитаны при каждом смещении частоты вычитанием полученного уровня из минимального уровня шумов и суммированием корректирующего члена на полосу частот фильтра.

Пример: У нас есть приемник с минимальным уровнем шумов -130 dBm при полосе частот 500 кГц. Вводимый сигнал с уровнем -40 dBm при смещении частоты на 10 кГц едва различим (на фоне минимальных шумов). Фазовый шум равен:

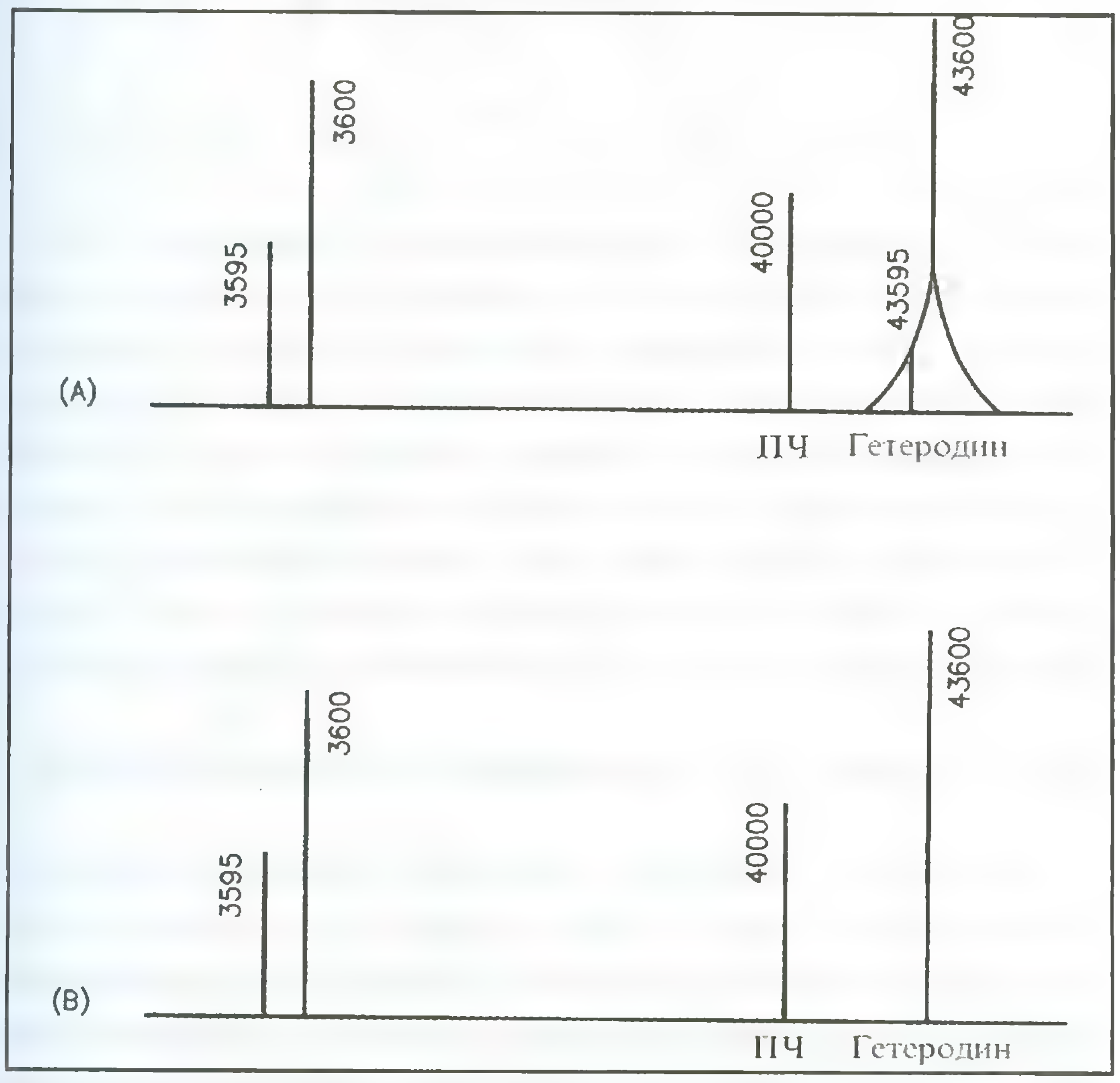


Рис.3.9. Гетеродин с шумовыми боковыми полосами может создавать продукты взаимного смешения в полосе частот фильтра промежуточной частоты. На А паразитный сигнал с частотой 3595 кГц смешивается с сигналом боковой полосы частот гетеродина на частоте 43.595 кГц, создавая выходной сигнал на промежуточной частоте 40 кГц. На В гетеродин не создает мощности в боковых полосах, так что паразитный сигнал после смесителя создает продукт на частоте 40.005 кГц, который находится вне полосы пропускания промежуточной частоты.

$$dBc = -130 - (-40) = -90\ dB.$$

Корректирующий коэффициент равен:

$$C_f = 10 \times \log(BW)$$

В нашем примере:

$$C_f = 10 \times \log(500\,Гц) = 26.9dB$$

Если мы будем делать измерения в полосе частот 2.7 кГц, то корректирующий множитель будет равен 34.3 dB.

Суммируя коррекцию для полосы 500 Гц (26.9 dB), мы получим множитель dBc/Hz:

$$dBc/Hz = -90 - 26.9 = -116.9\ dBc/Hz.$$

1.7 Селективность.

Селективность – это способность приемника различать желательные сигналы от нежелательных внеполосных сигналов.

1.7.1. SSB полоса.

В тихих полосах частот при приемлемой величине полезного сигнала наилучшая слышимость и отношение сигнал/шум могут быть получены при селективности порядка -6dB на 2.7 кГц. При неблагоприятных условиях селективность менее, чем 1 кГц может быть использована в SSB, но установка положения несущей на склоне характеристики фильтра становится очень критичной для оптимальной слышимости. Идеальная селективность для SSB приема будет, конечно различаться в зависимости от степени помех на соседних частотах.

1.8.2. CW полоса.

Для большинства любителей дальней связи работа с фильтром промежуточной частоты 500 Гц (при -6 dB) вполне достаточна. Если трансивер снабжен непрерывно регулируемой полосой частот (или регулировкой смещение + полоса), то вы сможете также дополнительно сузить полосу частот, но помните, что коэффициент формы ухудшается, если вы сужаете полосу. Если вы серьезный оператор CW, то мой совет дополнительно к фильтру 500 Гц использовать фильтр 250 Гц для тех случаев, когда надо получить приблизительное представление.

Идеальным является наличие 3-х типов селективностей. Несомненно, селективность от 800 до 1000 Гц может очень успешно использована для проверки ненасыщенной полосы частот.

Компания International Radio (смотри раздел 1.8.5) в настоящее время обеспечивает широкий выбор CW фильтров для радиоприемников.

1.8.3. Перестройка полосы пропускания.

Перестройка полосы пропускания (и смещение промежуточной частоты) позволяет изменять положение полосы пропускания на спаде характеристики без необходимости перестройки приемника. Однако, ширина полосы пропускания фильтра остается постоянной. В некоторых случаях паразитные сигналы могут быть сдвинуты за полосу пропускания приемника при помощи корректирующей перестройки полосы пропускания. В лучших приемниках перестройка полосы пропускания заменена системой фильтров с непрерывно изменяемой шириной полосы.

1.8.4. Непрерывное изменение ширины полосы промежуточной частоты.

Непрерывное изменение ширины полосы возможно в двух случаях. В одном фильтр может непрерывно сужаться с двух сторон (низкочастотной и высокочастотной). В другом случае используется изменение ширины плюс управление полосой пропускания. Эта возможность сегодня имеется во всех современных приемниках.

Механизм создания непрерывно меняющейся ширины полосы частот состоит в пропускании сигнала через два различных фильтра, на двух различных промежуточных частотах (например, 9МГц и 455кГц). Преобразование частоты незначительно отличается так, что два фильтра на 100% не перекрываются, а их полосы пропускания скользят друг относительно друга, эффективно создавая непрерывно изменяемую полосу частот. Однако, вы должны понимать, что описанная система с переменной полосой частот никогда не будет иметь такой же хороший коэффициент формы, как индивидуальные хорошо настроенные кварцевые фильтры, поскольку коэффициент формы всегда ухудшается, когда вы сужаете полосу частот.

1.8.5. Коэффициент формы фильтра.

Коэффициент формы фильтра является отношением полосы частот при 60 dB к полосе частот при 6 dB. Хорошие фильтры имеют коэффициент формы 1.5 или лучше. Значение 1.5 является типичным значением для 8-ми полюсного кварцевого фильтра. Слишком много трансиверов оборудованы гораздо более широкими фильтрами промежуточной частоты (обычно 2.7 кГц при 6 dB), имеющих посредственную селективность на границах полосы. В мало шумящих диапазонах они дают достаточно высокое качество, это то, что вам нужно? Для среднего оператора это, может быть, и подходящая ситуация, но серьезные любители дальней связи и операторы соревнований должны идти на шаг дальше.

International radio (в прошлом RCI / Fox Tango) до сих пор предлагает доработанное оборудование для современных приемопередатчиков. Эти комплекты пользуются популярностью у пользователей Kenwood, у которых изначально оригинальные фильтры Kenwood, которые обычно имеют очень плохие коэффициенты формы, могут быть заменены фильтрами с большими коэффициентами формы. Несколько лет назад мне пришлось использовать пару согласованных фильтров с полосами 2.1 кГц на промежуточных частотах 8.8 МГц и 455 кГц в моих трансиверах Kenwood TS-930 и TS-940, которые давали очень достойный коэффициент формы (6/60 дБ) равный 1.25, спаренные CW фильтры давали полосу частот при -6 dB 400 Гц и при -60 dB менее, чем 700 Гц. Подробности по всем фильтрам, выпускаемым International radio (включая описание модификации и т.п.) могут быть найдены на сайте **http://www.gth.com/inrad/**.

В то время как Yaesu FT-1000 и FT –1000MP трансиверами, которые имеют стандартные фильтры со значительно лучшими коэффициентами формы, чем трансиверы большинства других фирм, существует одно исключение и это механические фильтры фирмы Collin, которые они продают для частоты 455 кГц. В то время как механические фильтры были прекрасно разработаны в 50-х годах, сегодня мы можем получить значительно лучшие характеристики от кварцевых фильтров. На **рис.3.10** показана кривая чувствительности 500 Гц стандартного механического фильтра продаваемого Yaesu и заменяющего его кварцевого фильтра 400 Гц, продаваемого International radio.

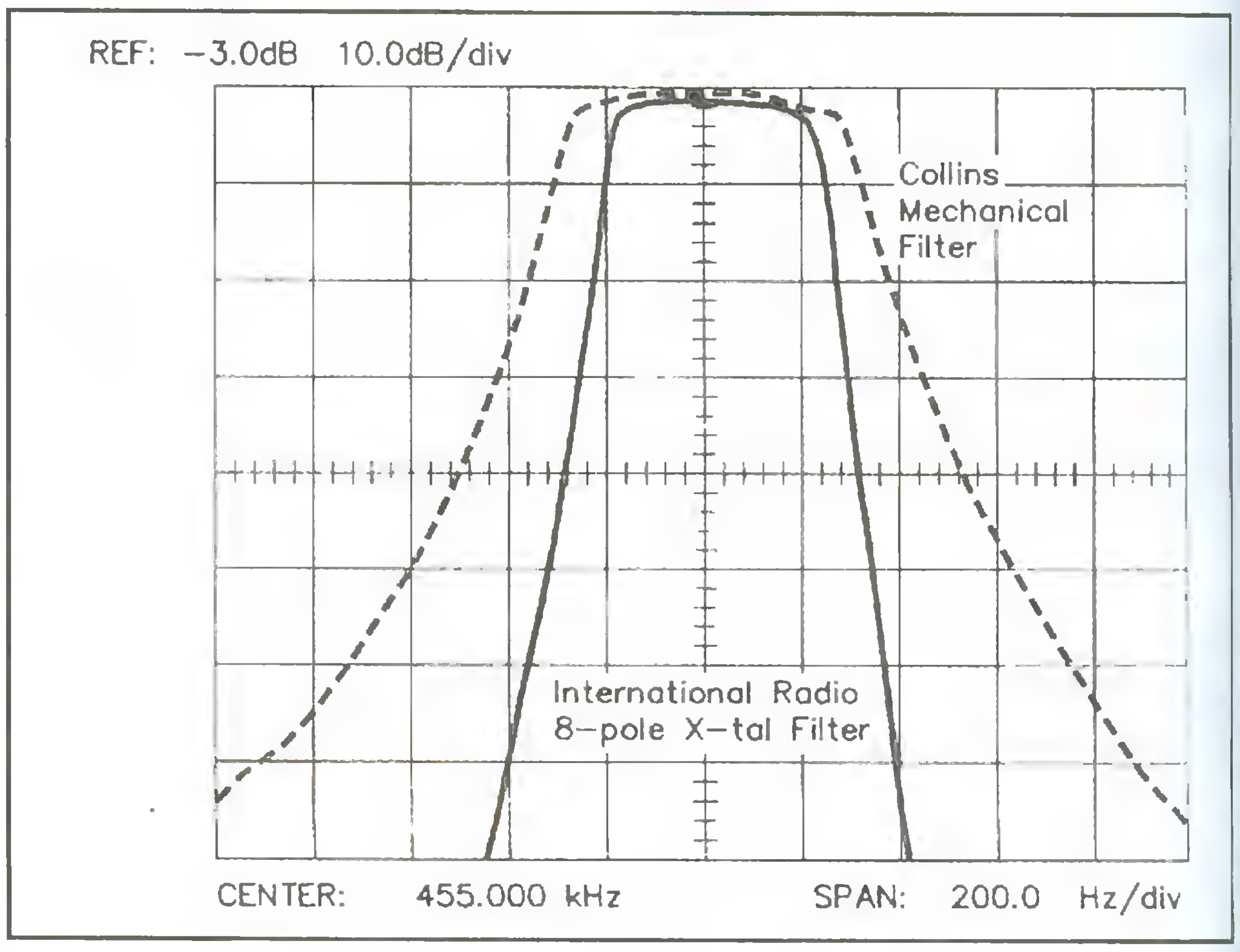


Рис.3.10. Кривые селективности для стандартного механического фильтра промежуточной частоты на 455 кГц фирмы Collin и кварцевого фильтра на 400 Гц, предлагаемого International radio. Отметим, что при -60 dB кварцевый фильтр имеет ширину полосы частот, равную только половине полосы частот стандартного механического фильтра фирмы Collin. Кварцевый фильтр установлен на небольшой переходной плате с подключением непосредственно к плате промежуточной частоты.

1.8.6. Статическая и динамическая селективность.

На **рис.3.11** показана типичная кривая статической селективности для системы с фильтром с независимой настройкой крутизны. Кривая статической селективности является трансформированной кривой характеристики фильтра без взаимного смешивания. Динамическая селективность тракта высокой частоты приемника показана на **рис.3.12.** Динамическая селективность является сочетанием статической селективности и эффектов взаимного смешивания. Отметим, что статическая селективность может быть разрушена эффектами взаимного смешивания с шумами гетеродина.

Если амплитуды продуктов взаимного смешивания больше, чем затухание фильтра в полосе заграждения, то первоначальные характеристики фильтра в полосе заграждения нарушаются.

Хорошо сконструированный частотный синтезатор может дать 95 dB (-129 dBc), в то время, как хороший кварцевый генератор может достичь более 114 dB (-144 dBc) при отстройке 10 кГц. Это означает нецелесообразность использования хорошего фильтра с затуханием 100 dB в полосе заграждения, если показатель взаимного смешения только 75 dB.

1.8.7. Положение фильтра промежуточной частоты.

Фильтр, обеспечивающий основную часть рабочей избирательности может быть теоретически установлен в любой части приемника между ВЧ входом и аудио выходом. Однако, когда рассматривают другие параметры, помимо селективности, становится ясно, что фильтр должен быть как можно ближе к антенному входу приемника. В разделе 1.3 мы говорили, что входная селективность может помочь уменьшить продукты интермодуляционных искажений.

Большинство современных приемников имеют тройное или даже четвертное преобразование. Чтобы сделать их наиболее эффективными, селективность (фильтр) должна быть как можно ближе ко входу приемника. Логичным является выбор первой промежуточной частоты. Большинство современных приемников используют первую промежуточную частоту в диапазоне от 50 до 100 МГц, с целью подавления зеркальных боковых полос частот. Эта частота не является наиболее идеальной для создания кварцевых фильтров с наилучшим значением коэффициента формы. Вообще говоря, мы чаще встречаем простые 2-х полюсные кварцевые фильтры с избирательностью от 15 до 20 кГц (при -6 dB) в цепи первой промежуточной частоты. Есть две причины этой очень широкой полосы частот:

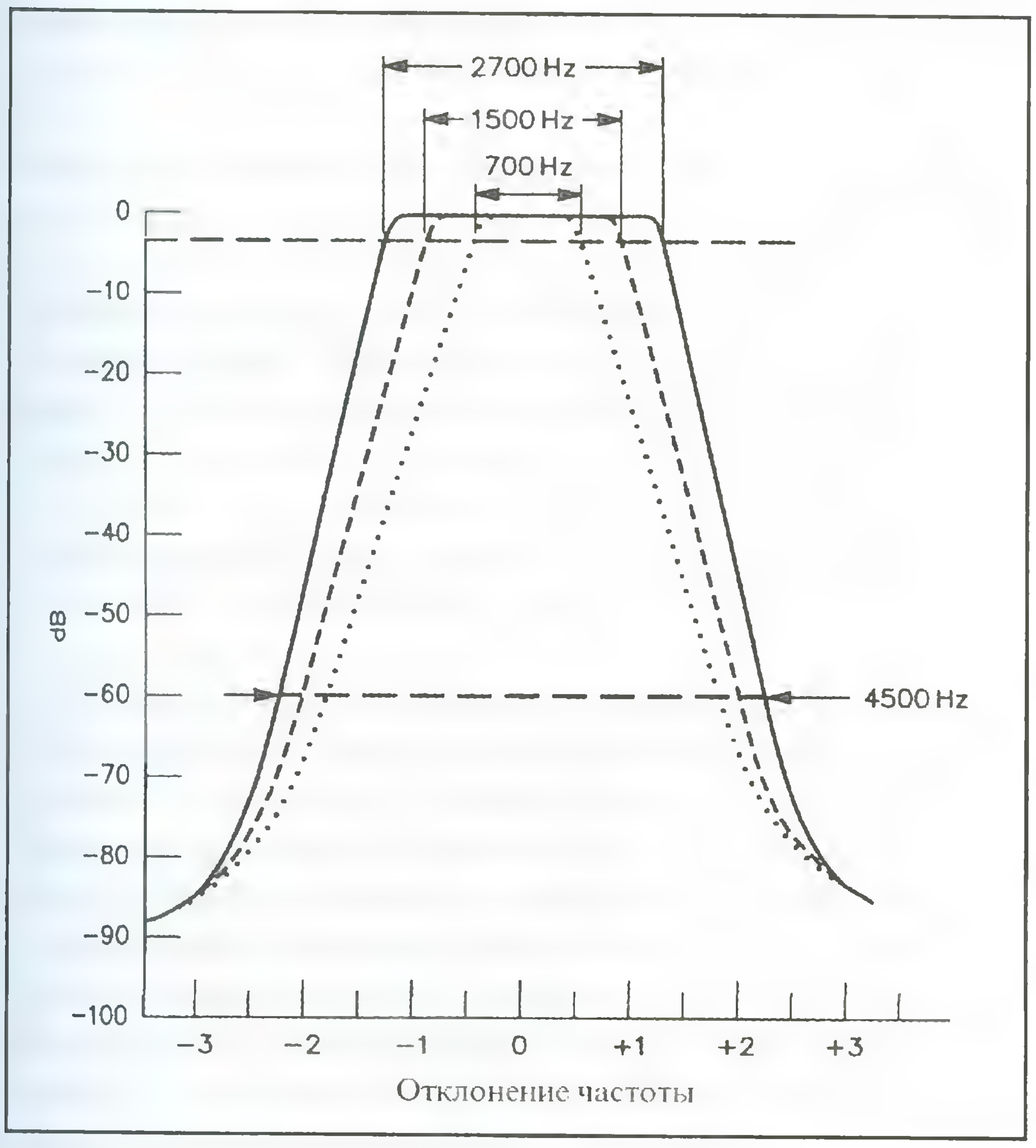


Рис.3.11. Кривая статической селективности приемника, использующего непрерывно перестраиваемую полосу частот. Этот результат получен использованием селективных фильтров в первой и во второй (или во второй и в третьей) промежуточных частотах, и смещением двух незначительно перекрывающихся фильтров благодаря изменению смешиваемых частот. Отметим, что коэффициент формы ухудшается при сужении полосы частот. Использование этого метода нецелесообразно для получения CW полосы. Коэффициент формы может ухудшиться до 4 или больше, в то время, как хороший автономный CW фильтр может иметь коэффициент формы менее, чем 2.

- Чтобы сохранить исходной форму шумовых импульсов (при короткой длительности фронта) для того, чтобы иметь возможность ввести (более менее) полезную схему гашения шумов.

- Большинство современных (свистящих и грохочущих) трансиверов должны также работать и при FM, где не может быть допущена избирательность менее, чем 15-20 кГц.

Я убежден, что большинство успешных любителей дальней связи живет в тихих местностях. Нет необходимости в подавителях шумов для уменьшения промышленных шумов. Если нас беспокоит такой вид шума, то мы решим проблему у источника. Вот почему я убежден, что шумоподавители малоэффективны для большинства радиолюбителей, работающих на длинных волнах. Меня также абсолютно не интересует возможность получения FM на моем приемнике. Это означает, что я могу использовать более лучшие (узкие) фильтры первой промежуточной частоты.

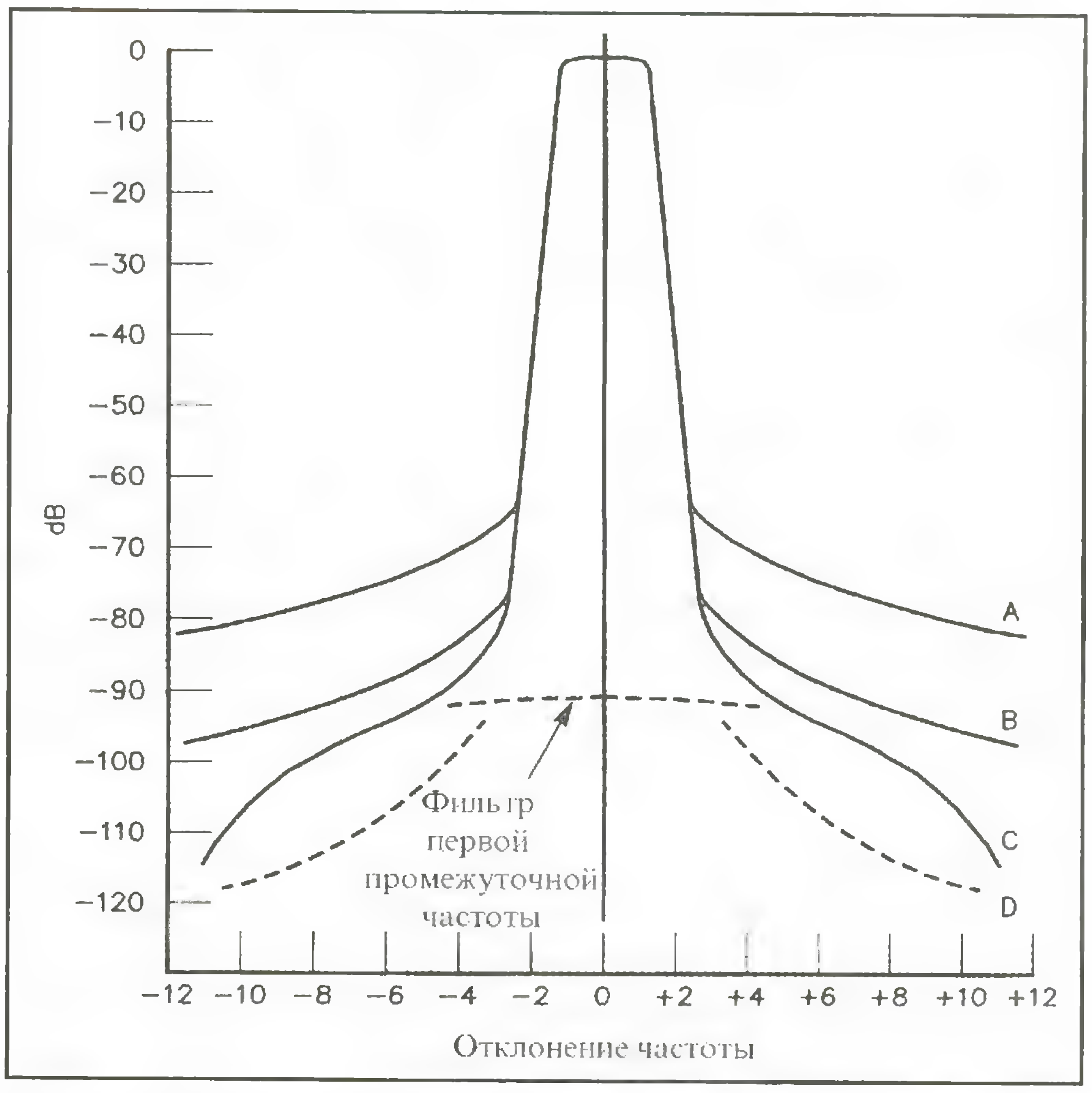


Рис.3.12. Общая динамическая характеристика входного фильтра является сочетанием селективности основного фильтра (второй промежуточной частоты) и фильтра первой промежуточной частоты. Кривая А является кривой селективности при гетеродине, имеющем подавление шумов 80 dB (при расстройке 10 кГц). Кривая В при подавлении 95 dB, и кривая С для подавления 115 dB. Пунктирная кривая D показывает уровень шумов гетеродина, который дает кривую С. На селективность кривой С не влияет уровень шумов гетеродина (вплоть до ±10 кГц от центральной частоты), а она получается из сочетания селективности главного фильтра и фильтра первой промежуточной частоты.

Они существенно улучшат динамическую избирательность наших приемников (см. раздел 1.8.6), другими словами, поведение интермодуляционных искажений при небольшом смещении сигнала.

Проблема плохих фильтров первой промежуточной частоты в современных трансиверах является причиной, почему приемник (Drake C-Line) с фильтром первой промежуточной частоты 600 Гц и с фильтром второй промежуточной частоты 500, 250 или 125 Гц, по прежнему используется (25 лет после их создания) многими любителями дальней связи, особенно теми, кто регулярно участвует в соревнованиях. Это является очевидным сообщением конструкторам.

В современных поколениях трансиверов вторая промежуточная частота часто находится в диапазоне 9 МГц, третья промежуточная частота обычно приблизительно 455 кГц. Обе эти частоты очень хорошо подходят для построения кварцевых фильтров высокого качества с хорошими коэффициентами формы. В некоторых приемниках используются ферритовые или механические фильтры на частоте 455 кГц, но они имеют худший коэффициент формы по сравнению с хорошим кварцевым фильтром (смотри также раздел 1.8.5).

Современные трансиверы часто оборудованы только фильтрами первой и второй промежуточных частот. фильтры третьей промежуточной частоты доступны в виде опций. Я убедительно советую не идти на компромиссы в этом деле. Устанавливайте все доступные фильтры в ваш трансивер. Если вы не установите опционный фильтр третьей промежуточной частоты, то коэффициент формы управления переменной полосы частот также будет посредственным (при использовании крутизны стандартного фильтра 2.7 кГц).

В идеале последний фильтр промежуточной частоты должен быть расположен прямо перед демодулятором, чтобы уменьшить широкополосные шумы, создаваемые ВЧ усилителем, расположенным за последним фильтром. Большинство современных приемников имеют раздражающие широкополосные шумы (свист), которые особенно заметны в узкой полосе CW, когда диапазон очень тихий.

В последние годы на самой нижней промежуточной частоте вводится ЦОС, обычно в диапазоне от 10 до 50 кГц. ЦОС предоставляет неограниченную гибкость в изменении полосы частот и т.д., но она никогда не сможет заменить очень важные фильтры в предыдущих каскадах трансиверов. Трансиверы, в которых попытались сделать это быстро стали печально известными из-за своего плохого поведения при больших сигналах.

Сегодня мы все еще ожидаем системы с ЦОС, которые будут продвинуты ближе к входу приемников. Но, до тех пор, пока соображения требуют очень высоких первых промежуточных частот, не похоже, что мы сможем увидеть ЦОС в этих частотных диапазонах (от 50 до 100 МГц) в следующие несколько лет.

Я убежден, что, так или иначе, конструкторы будут двигаться прочь от этой очень высокой первой промежуточной частоты, и компенсировать потери в подавлении зеркальных боковых полос возвратом к настройке входных цепей.

1.8.8. Цифровая фильтрация.

Цифровая обработка сигналов состоит в дискретизации аналогового сигнала (например, аудио сигнала или сигнала промежуточной частоты) так, чтобы цифровой процессор мог обрабатывать сигнал и делать с ним все, что пожелаете до его преобразования обратно в аналоговый сигнал [290, 291]. Для того, чтобы иметь возможность оцифровать сигнал, мы используем CPU с очень высокой тактовой частотой. Сердцем устройств ЦОС является программное обеспечение.

1.8.8.1. Цифровая обработка аудио сигналов.

Внешние устройства ЦОС для использования в аудио цепях приемника были первыми, появившимися на коммерческом рынке.

На рынке все еще существует большое количество превосходных трансиверов без ЦОС, которые имеют успех в длинноволновых диапазонах, например, Drake R4C, Yaesu FT-1000D, Kenwood TS-830 и TS-930 (смотри результаты обзора в главе 2). Основные свойства этих приемников могут быть в дальнейшем изменены при использовании внешних систем ЦОС аудио сигналов.

Цифровые фильтры решают, как правило, три различные задачи:

1. Добавляют изменяемую высокочастотную избирательность, хотя получение избирательности так далеко от цепей приемника является плохой заменой хорошего фильтра промежуточной частоты. Цифровые фильтры могут улучшить прием главным образом цифровых сообщений, особенно, когда используются старые преобразователи частоты.

2. Выступают в роли автоматических (многочастотных) режекторных фильтров: это область, где ЦОС может быть превосходной. Устройства ЦОС выполнены так, чтобы они могли работать с несколькими несущими частотами в звуковом спектре. Наибольшим преимуществом по сравнению с аналоговым (сканирующего типа) авто режекторным фильтром (например, Datong FL3) является то, что постоянная времени устройств ЦОС много меньше. Это означает, что несущая частота будет вырезана до того, как слушатель даже заметит ее присутствие. Большим недостатком любых режекторных фильтров на звуковых частотах является то, что паразитные несущие частоты все проходят через цепи промежуточной частоты приемника и могут уменьшить чувствительность приемника из-за работы АРУ. В идеале эти режекторные фильтры должны быть установлены вблизи детектора АРУ и как можно ближе в цепях приемника.

3. Уменьшение шумов является другой областью, где ЦОС может быть успешно использована. Упрощая можно сказать, что влияние ЦОС на уменьшение

шумов в основном базируется на том факте, что сигналы, несущие информацию имеют некоторый образ, в то время, как шумы полностью случайны. Мы можем быть очень довольными с алгоритмами, основанными на таких принципах, поскольку в длинноволновых диапазонах мы часто слышим экстремально слабые сигналы, которые в настоящий момент и в будущем могут внезапно появиться из шумов, а затем снова исчезнуть, что может сделать некоторые из шумоподавляющих систем также скрывающими эти слабые сигналы.

1.8.8.2. ЦОС на промежуточной частоте.

В последние несколько лет производители начали вставлять свои цепи ЦОС в последнюю промежуточную частоту приемника в основном от 10 до 50 кГц. Эта низкая промежуточная частота все еще необходима, поскольку CPU с достаточно высокой рабочей частотой, позволяющей работать с более высокими промежуточными частотами, либо все еще слишком дорогой, или только разрабатываются.

Преимущества ЦОС на промежуточной частоте совершенно очевидны: действие до детектора и цепи переменного тока. Даже на низкой последней промежуточной частоте (от 10 до 50 кГц) ЦОС на промежуточной частоте имеет свои определенные преимущества, когда мы рассматриваем авто режекторные и шумоподавляющие функции.

Использование последней промежуточной частоты для получения рабочей избирательности, без наличия хороших фильтров вблизи входа, оказывается гибельным, особенно когда присутствуют сильные сигналы на близких частотах. Редкие трансиверы, использующие подобный подход, полностью бесполезны в обстановке соревнования.

1.8.9. Звуковые фильтры.

Аудио фильтры, подобные цепям ЦОС звуковой частоты, никогда не смогут заменить фильтры промежуточной частоты. Однако, они могут приветствоваться в качестве добавки, особенно на CW, если в вашем приемнике отсутствует хороший встроенный фильтр. Добавление некоторой фильтрации звуковой частоты уменьшает остающиеся широкополосные шумы промежуточной частоты, и может улучшить отношение сигнал/шум. Исчезновение некоторых высокочастотных свистов может также стать одним из преимуществ, особенно при длительном времени работы такой, как соревнования [237].

Большое разнообразие аудио фильтров описано в радиолюбительской литературе, использующие либо LC цепи [236, 246, 261, 265, 278, 283, 284, 285] или системы с операционными усилителями. Tong, G4GMQ, разработал очень эффективную автонастраиваемую звуковую режекторную систему, которую он соединил с фильтрами фирмы Datong FL1 и FL3 [270].

1.9. Стабильность.

Современные приемники с синтезаторами имеют стабильность опорного источника. Все современные приемники достигли уровня стабильности, который адекватен для любого типа любительского трафика.

1.10. Считывание частоты.

В настоящее время все современные трансиверы имеют индикатор частоты, отображающий частоту с точностью до 10 Гц, что достаточно для любого вида работы. Большое количество трансиверов позволяют пользователю выбрать, что дисплей должен показывать. Для того, чтобы исключить неразбериху, на CW дисплей должен показывать несущую частоту. Большинство старых приемников и трансиверов обычно показывают несущую частоту ± биение тона (обычно от 400 до 1000 Гц), а это могло вызвать путаницу, при классификации описи на CW. При работе в цифре путаница подобна лепету.

1.11. Переключаемая боковая полоса на CW.

Переключаемые боковые полосы на CW являются очень полезным свойством, которое впервые появилось в трансиверах Kenwood TS-850. Пользователь может переключить CW прием с нижней боковой полосы в верхнюю, также как и в SSB. Хотя терминология нижней и верхней боковой полосы не так общепринята на CW, CW сигналы в самом деле принимаются с частотой генератора биений либо выше (как сигнал нижней боковой полосы), либо выше (как сигнал верхней боковой полосы).

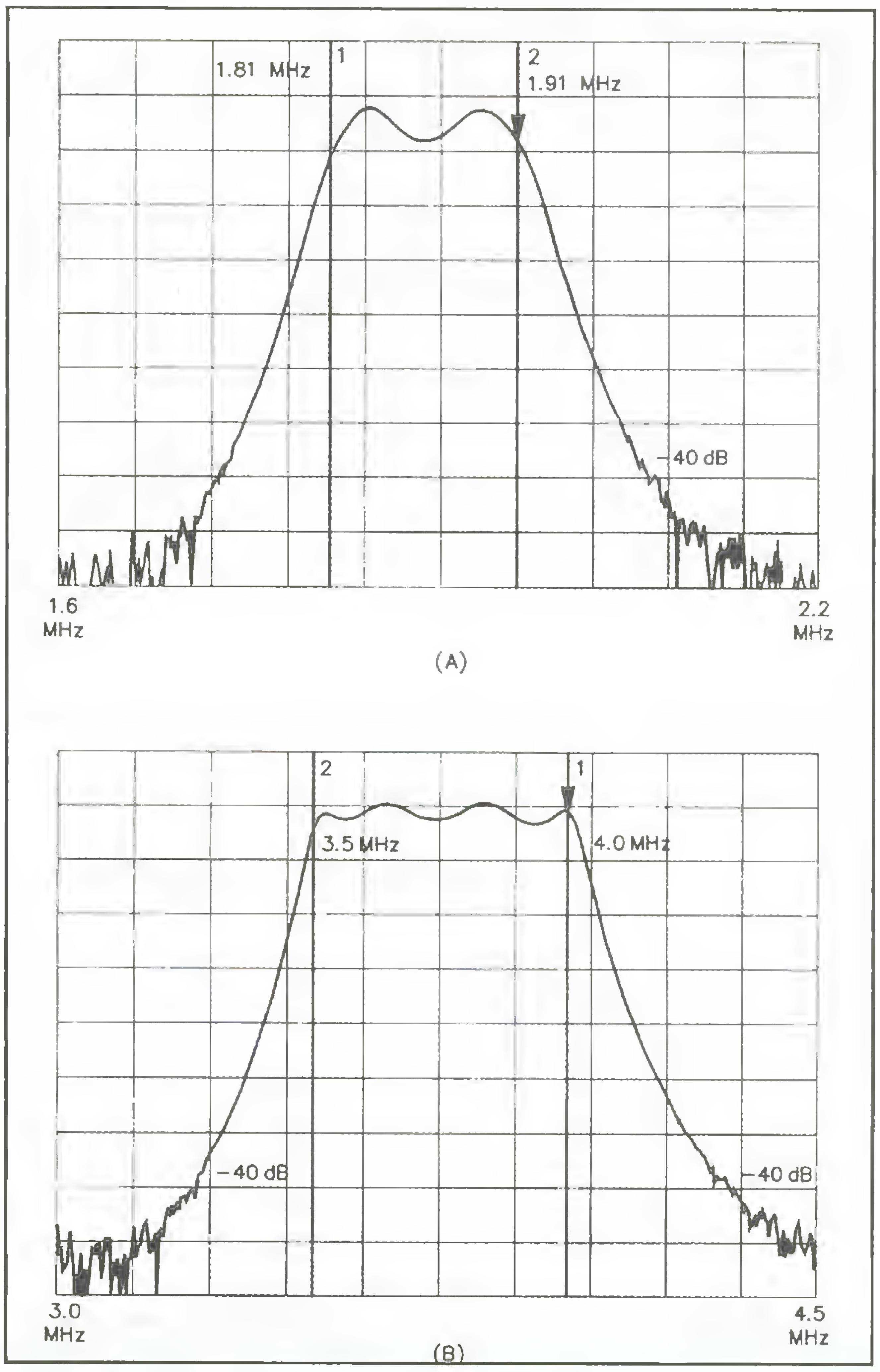


Рис.3.13. Кривая потерь для преселектора Braun SWF10-40, на А для 160 и на В для 80 метров.

В прошлом не было коммерческих приемников, имеющих способность переключать боковые полосы на CW. Это свойство может быть достаточно полезным в нашей ежедневной борьбе против QRM. Сегодня с перестройкой полосы пропускания, переключение боковой полосы может часто сдвинуть паразитный сигнал ниже полосы вашего фильтра в точку, где он не принесет вреда. В настоящее время все оборудование высокого класса включает в себя это свойство.

1.12. Внешние входные фильтры.

Большинство современных любительских приемников и приемных блоков в трансиверах имеют большое перекрытие (от 100 кГц до 30 МГц). Они широко используют полуоктавные входные фильтры, которые не обеспечивают какой либо входной избирательности. Старые любительские однополосные приемники использовали либо настраиваемый фильтр, либо узкие полосовые фильтры, которые обеспечивали большую защиту входа, особенно в грязных высокочастотных диапазонах. Вместо обеспечения автоматической настройки антенны в современных трансиверах, я полагаю, что это же место может быть более успешно занято точно настроенными входными фильтрами, которые могут подключаться к приемнику, когда это необходимо.

Есть превосходные статьи, которые описывают входные избирательные фильтры [219, 221, 251, 266, 294]. Martin [219] и Hayward [221] описали настраиваемые фильтры преселектора, которые очень подходят для длинноволновых применений в сильно шумящих местностях.

Улучшит или нет прием такой входной фильтр зависит от существования очень сильных сигналов внутри полосы пропускания полуоктавных фильтров.

Внешние узкополосные настраиваемые фильтры могут принести облегчение. Несколько конструкций описано K4VX [295], W3LPL [293], K1KP [294], N6AW [292]. Другие популярные и более простые фильтры были сконструированы членами Баварского клуба [291].

Превосходные (но дорогие) фильтры можно получить у немецкой фирмы Braun (Karl Braun, Wiesgartenstr 21, 90559 Burgthann, Germany, тел. 09183-8988, факс 09183-403434). Преселектор Braun SWF1-40 перекрывает все диапазоны (включая диапазоны 10, 18 и 24 МГц) от 10 до 160 метров и включает в себя превосходный предварительный усилитель. Затухание фильтров равно 8 dB (смотри **рис.3.13**). Предварительный усилитель компенсирует эти потери и добавляет еще 8 dB, которые могут пригодиться, если используется приемная антенна с небольшим усилением.

International Radio (ранее RCI/Fox Tango) также производит входные кварцевые фильтры, которые являются предельным решением для мультисоревновательных станций для защиты против помех от многих станций в том же месте и в том же диапазоне. Информация может быть получена на **http://www.qth.com/inrad/**.

Многие любители встречаются с проблемами перегрузки от местных радиовещательных станций на 160 метрах. Каждая из ситуаций может потребовать различного подхода к решению проблемы. Если проблема возникает со специальной приемной антенной, такой как антенна Бевериджа, тогда преселектор, описанный выше, может принести решение. Braun (смотри выше) продает превосходный предварительный усилитель, который использует входную цепь двойной настройки с транзисторным предварительным усилителем, имеющим усиление 8 dB и точку перехвата +20 dBm. В этом преселекторе сигналы радио-

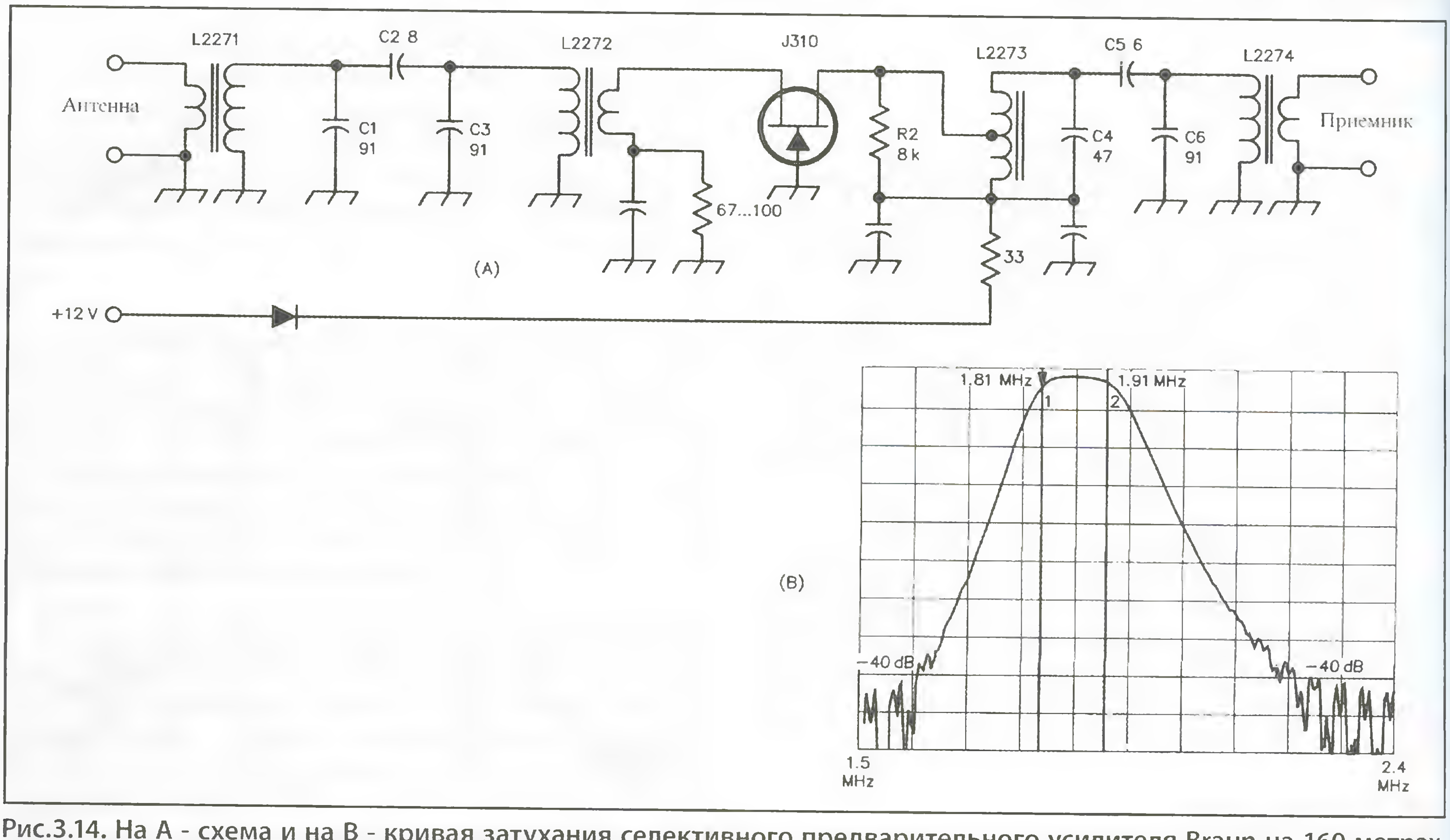
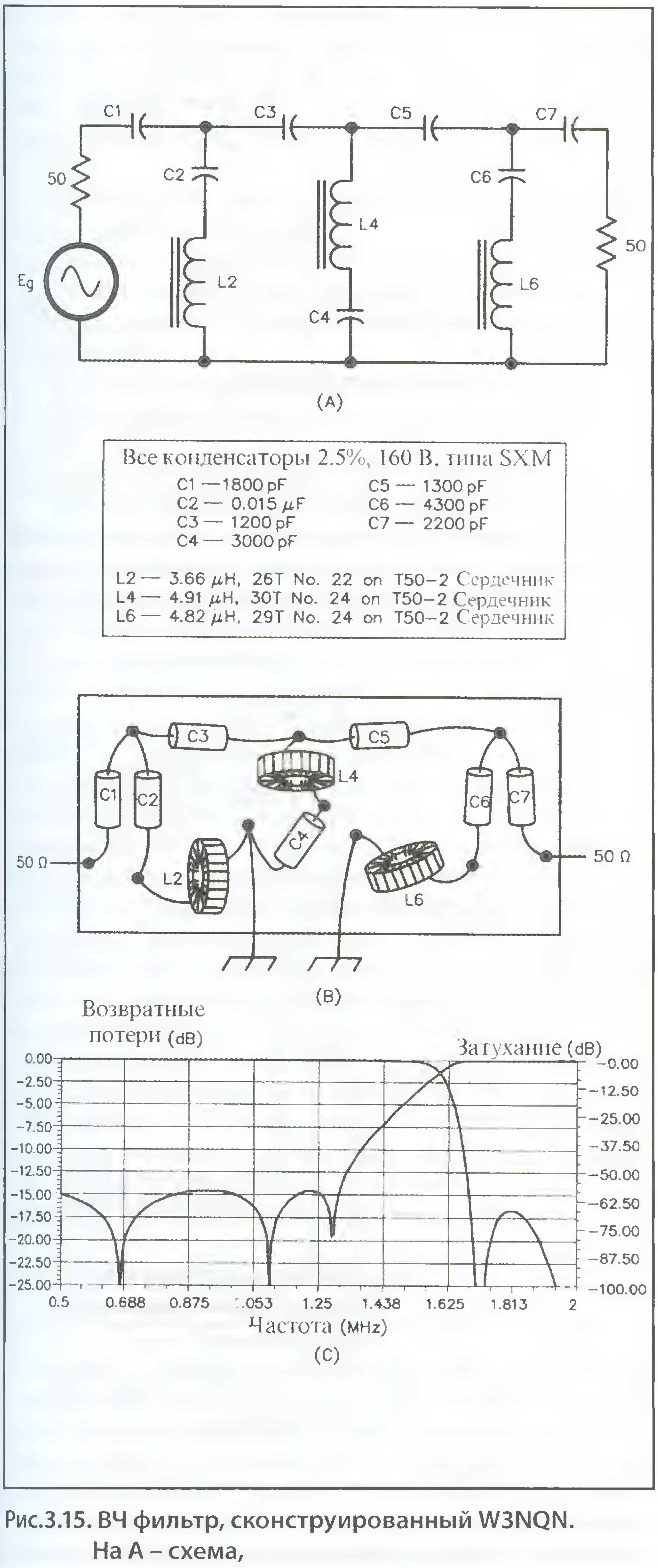


Рис.3.14. На А - схема и на В - кривая затухания селективного предварительного усилителя Braun на 160 метрах. Усилитель имеет усиление 10 dB и перекрывает частоты от 1810 до 1910 кГц. Затухание не менее 45 dB ниже 1500 и выше 2300 кГц.

вещательных станций затухают более, чем на 45 dB (смотри схему и характеристику на **рис.3.14**).

Подобные цепи доступны и в других фирмах. Информация по предварительным усилителям содержится в главе 7 (антенны Бевериджа).

На **рис.3.15** показаны схема, конструкция и характеристики в полосе пропускания высокоэффективного и популярного фильтра помех от радиовещательных станций, сконструированного W3NQN [298, 299].



Все конденсаторы 2.5%, 160 В, типа SXM

C1 — 1800 pF	C5 — 1300 pF
C2 — 0.015 μF	C6 — 4300 pF
C3 — 1200 pF	C7 — 2200 pF
C4 — 3000 pF	

L2 — 3.66 μH, 26T No. 22 on T50–2 Сердечник
L4 — 4.91 μH, 30T No. 24 on T50–2 Сердечник
L6 — 4.82 μH, 29T No. 24 on T50–2 Сердечник

**Рис.3.15. ВЧ фильтр, сконструированный W3NQN.
На А – схема,
на В – схематическая конструкция
и характеристики на С.**

Если вы не используете отдельную приемную антенну, а проблема возникает, когда вы работаете на вашу передающую антенну, то вам необходимо установить подобный фильтр, который вы должны шунтировать во время передачи.

1.13. Интермодуляция вне приемника.

Было очень интересно, когда John Sluymer, VE3EJ, обратил мое внимание на возможную проблему интермодуляции, возникающей вне приемника. Если вы слышите, что звук в любительских диапазонах похож на паразитные сигналы от радиовещательных станций, то единственный путь понять, появляется ли он в вашем приемнике, это установить аттенюатор на входе приемника. Если вы наблюдаете значительно большие изменения в уровне паразитного сигнала, чем полезного (при добавлении аттенюатора), то вы можете быть уверенными, что мусор появляется в вашем собственном перегруженном оборудовании. Если оба, полезный и паразитный сигналы имеют одинаковое затухание, то генерация паразитных сигналов происходит вне вашего приемника.

Я был свидетелем возникновения этой проблемы со старой антенной Бевериджа. Иногда это относят к плохому заземлению рамок или плохим контактам, но влияние нелинейности, возникающей при коррозии, может вызвать хорошо известный эффект перегрузки, перекрестной модуляции и интермодуляции (попросту говоря – смешение). Из того, что вы не подаете большую мощность в антенну Бевериджа, не следует, что вы не должны иметь хорошие контакты в системе. Если вы внезапно услышите какого либо типа несвойственные сигналы, неожиданно возникшие в диапазоне, где они не свойственны, то вам необходимо пойти и проверить все контакты в приемной антенной системе. Также проверьте правильное заземление коаксиальных линий передачи.

Такие сигналы могут возникать в плохих электрических соединениях телевизионных кабелей (где алюминий соединяется со стальными элементами крепления), телефонных проводов, изгородей, мачт и даже в ваших собственных антеннах.

С широкополосными антеннами, такими как антенны Бевериджа, необходимо использовать полосовые фильтры или преселекторы при работе вблизи радиовещательных станций (смотри также раздел 1.12).

1.14. Подавители шумов.

Подавители шумов по их принципу работы подходят только для работы с короткими взрывного типа импульсами. Подавители шумов обнаруживают сильные шумовые импульсы и блокируют (выход) цепь промежуточной частоты приемника на время действия этого импульса. Чтобы иметь возможность обнаруживать эти импульсы мы используем широкие фильтры первой промежуточной частоты, поскольку узкие фильтры исказят эти импульсы и сделают невозможным подавление шумов. Подавители шумов являются одной из причин, почему современные трансиверы используют очень широкие (чересчур широкие) фильтры первой промежуточной частоты, что приводит к плохой ближней интермодуляционной характеристике, поскольку вторые смесители легко перегружаются сильными ближайшими сигналами. Поскольку шумовые импульсы обнаруживаются на нашей приемной частоте скорее, чем на любых других частотах вне насыщенных любительских диапазонов, подавители шумов, как правило, очень неэффективны, когда диапазон полностью заполнен, поскольку во время соревнований сильные соседние сигналы могут совсем выключить приемник. Использование частоты вне любительских полос для обнаружения шума, как было сделано Collin в его приставке для приемника 75A-4 и трансивера KWM-2, более 30 лет тому назад может быть решением этой проблемы.

На мой взгляд, существенные характеристики хорошего приемника не могут служит компромиссом для достижения вторичных задач. Другими словами, согласие с плохой ближней интермодуляционной характеристикой из-за возможности обеспечения работы шумоподавителя, является плохим инженерным решением.

1.15. Оценки приемника.

Очень важно, чтобы каждый скупой любитель дальней связи понимал параметры, которые делают приемник хорошим для длинных волн. Однако, для большинства из нас невозможно выполнить тесты самостоятельно.

Методы тестирования были очень хорошо определены в любительской литературе [210, 211, 234, 255], а Schwarzbeck, DL1BU, и Hart, G3SJX, опубликовали серию превосходных оценок оборудования в CQ-DL и RadCom [400-444].

Чтобы минимизировать путаницу, я воздержусь от цитирования характеристик тестовых измерений. Всесторонние результаты тестов регулярно публикуются Schwarzbeck, DL1BU, (в CQ-DL) и Hart, G3SJX, (в RadCom), а также в последние годы в QST. Выписывание только части тестовых характеристик из нескольких страниц результатов теста, кажется мне нечестным. Любой желающий с серьезным интересом к этим профессиональным тестовым сообщениям может найти все сообщения в списке литературы в конце книги. В главе 2 приводятся результаты опроса любителей дальней связи, показывающего марки используемого оборудования.

1.16. Графическое представление.

Hart, G3SJX, использует интересное графическое представление основных параметров приемника. Два примера показаны на **рис.3.16 и 3.17** следующая информация может быть найдена на рисунках.

- Минимальный уровень шумов.
- Характеристика динамики фильтра.
- Выходные шумы гетеродина.
- Входной запирающий уровень в dBm.
- Запирающий уровень второго смесителя в dBm.
- Двух тоновый (свободный от побочных сигналов) динамический диапазон в виде функции частотного разноса исходных сигналов.

Характеристики заурядного современного приемника показаны на **рис.3.16**.

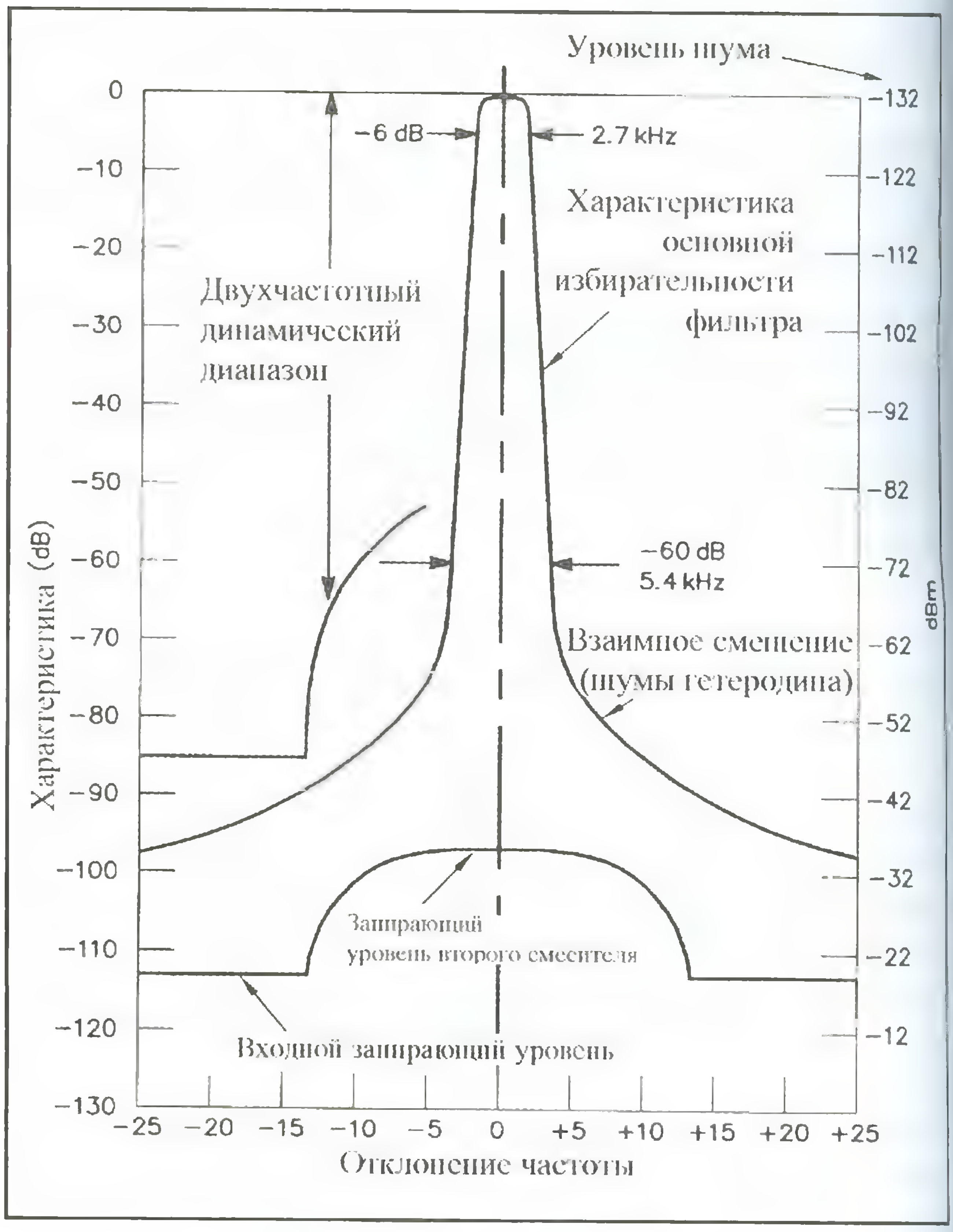


Рис.3.16. Графическая оценка приемника, как она была введена Hart, G3SJX. Это пример приемника среднего качества без выдающихся значений.

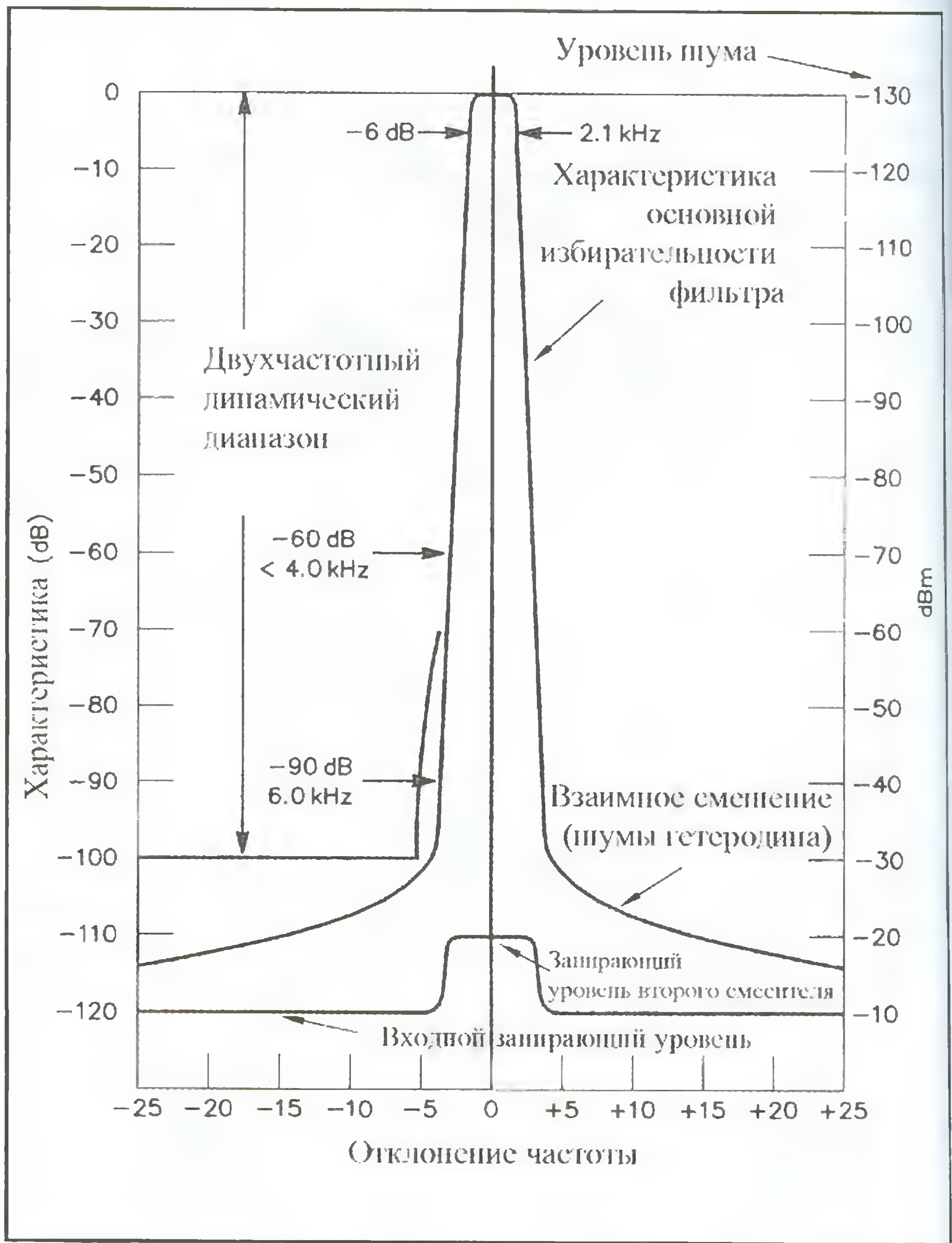


Рис.3.17. Графическая оценка «приемника – мечты». Отметим, что фильтр первой промежуточной частоты имеет полосу пропускания, аналогичную полосе пропускания основного селективного фильтра.

На **рис.3.17** показано, на что в действительности должен походить хороший приемник. Этот приемник имеет крутую характеристику фильтра промежуточной частоты (коэффициент формы равен 1.5), где максимальное подавление более 120 dB и где динамическое расширение полосы пропускания фильтра не появляется, по крайней мере, до -100 dB. Чтобы выполнить это, приемник нуждается в превосходном гетеродине с шумовой боковой полосой более, чем 134 dBc. Лучший приемник будет иметь узкие фильтры первой промежуточной частоты для согласования используемых режимов (3 кГц для SSB и 500 Гц для CW), для того, чтобы иметь двухтоновый динамический диапазон, свободный от паразитных сигналов, который будет равен, по крайней мере, 100 dB как для небольшого частотного смещения (5 кГц), так и для большого (50 кГц). Можно считать значения для нашего идеального приемника:

- Динамический диапазон, свободный от паразитных сигналов: минимум 100 dB.
- Минимальный уровень шумов: -130 dBm.
- Точка перехвата третьего порядка: +30 dBm при полной чувствительности (с предварительным усилителем).
- Уровень точки интермодуляционных искажений: -30 dBm (эквивалентно более 10 мВ или около S9 + 60 dB).
- Характеристика шумовой боковой полосы гетеродина: лучше, чем 135 dBc при небольшом смещении (2 кГц).

1.17. Практика.

Теперь, когда вы поняли, что делает приемник хорошо или плохо для любителя дальней связи (и соревнования) и когда вы изучили все доступные описания оборудования, подумайте, какое реальное количество радиостанций и как успешно они работают в вашей местности, при вашем окружении с вашими антеннами, как это удовлетворяет вашим ожиданиям и как это соответствует приемнику, который вы собираетесь использовать. Простейшей проверкой является испытание приемника, когда диапазон битком забит, а сигналы максимальны. Если вы внимательно послушаете там, где относительно спокойно, вы можете услышать слабую грязь, которая звучит подобно результатам интермодуляции или шумового смешения. Если вы введете затухание 10 или 20 dB во входную линию антенны, а грязь тем не менее останется, то это означает, что это в действительности сигнал. Поскольку затухание уменьшает точку перехвата на то же самое значение затухания в dB, то наиболее вероятною. Что понижение точки перехвата на 10 или 20 dB исключит интермодуляцию.

1.18. Поле деятельности для усовершенствований.

В опросе, который я проводил при помощи Интернета в начале 1998 года, я спрашивал: «Что является главными характеристиками, которые делают приемник мечтой?» и «Какие усовершенствования вы хотели бы видеть в приемнике, который вы используете?». Наиболее частые ответы следующие:

1. Улучшить способность работы с сильными близкорасположенными сигналами.
2. Улучшить и увеличить избирательность.
3. Уменьшить фазовые шумы ГУНа.
4. Уменьшить ширину полосы передаваемых шумов при использовании полосно-пропускающих фильтров вместо НЧ фильтров в выходном каскаде усилителя мощности.
5. Сделать по настоящему эффективные системы, вместо самодельных, а заодно уменьшить атмосферные шумы.

Будем надеяться, что Yaesu, ICOM, Kenwood, Ten-Tec и другие разработчики связного оборудования прочитают следующее. Они должны сделать:

- Существенно улучшить характеристики интермодуляционных искажений для сигналов с небольшим частотным разносом (менее 500 Гц) например, при помощи использования фильтров первой промежуточной частоты с окончательной рабочей полосой частот (2 кГц на SSB и 500 Гц на CW). Если необходимо, мы откажемся от возможности работы во всем ВЧ спектре (применяя значительно меньшую первую промежуточную частоту).

- Существенно улучшить шум боковых полос наших генераторов, что принесет двойную выгоду:
  а) Улучшение динамической избирательности приемника.
  б) Уменьшение ужасного шума боковых полос передатчика.

- Разработка систем, которые могут эффективно уменьшать или исключать промышленные и статические шумы (совершенно отличающихся от подавляемых шумов).

- Объединить регулируемое и прерывистое формирование CW, что установит скорость CW так, что мы сможем иметь идеальную форму при любой скорости.

- Предложить больше (по выбору) и лучше (по коэффициенту формы) фильтров промежуточной частоты, например, с избирательностью от 800 до 1000 Гц для CW.

- Сконструировать и построить бесшумные каскады промежуточной частоты, которые бы не свистели, как старые поезда.

- Разработать стабильные приемные системы с разнесением и автоматическим выбором (включая авто настраиваемые шумоподавляющие системы с управлением компьютером).

- Сдвинуть ЦОС ближе ко входу в цепях промежуточной частоты и написать хорошее дружественное к пользователю программное обеспечение ЦОС.

- Спроектировать и построить качественные аудио каскады, не с 1.5 Вт при 10% искажениях, которые мы видим год от года.

- Создать хорошо защищенные входные схемы (для основного, а также и для входов антенны).

- Сделать возможным перемещение CW топ биений ниже, по крайней мере, на 200 Гц.

Вместо того, чтобы тратить деньги на «бантики», например, большую память, сложные индикаторы и тому подобное, должны быть предприняты попытки проложить путь вперед к необходимости улучшения основных характеристик, как показано выше. Если заинтересованные любители будут просить своих поставщиков об этом, то они будут способствовать достижению этой цели.

Развитие современного радиолюбительского оборудования в основном управляется спросом. Если продавцы будут говорить конструкторам, что они хотят иметь больше «бантиков», то это и получат пользователи. Если пользователи будут говорить производителям достаточно часто, что они хотят лучших основных характеристик, то, возможно, конструкторы получат правильные сообщения, и мы увидим прогресс в улучшении характеристик преемника.

1.19. Добавление защиты входа во входное устройство вашего приемника.

Все больше и больше трансиверов имеют отдельный вход приемника для использования специальных приемных антенн, таких как антенна Бевериджа. Если такие приемные антенны установлены очень близко к приемной антенне, то чрезвычайно высокие напряжения могут появиться на входном разъеме приемника, которые могут разрушить входные цепи приемника. Поскольку наши производители оборудования не включают в состав оборудования подходящих цепей защиты, то будет благоразумно построить такую цепь в вашем собственном трансивере.

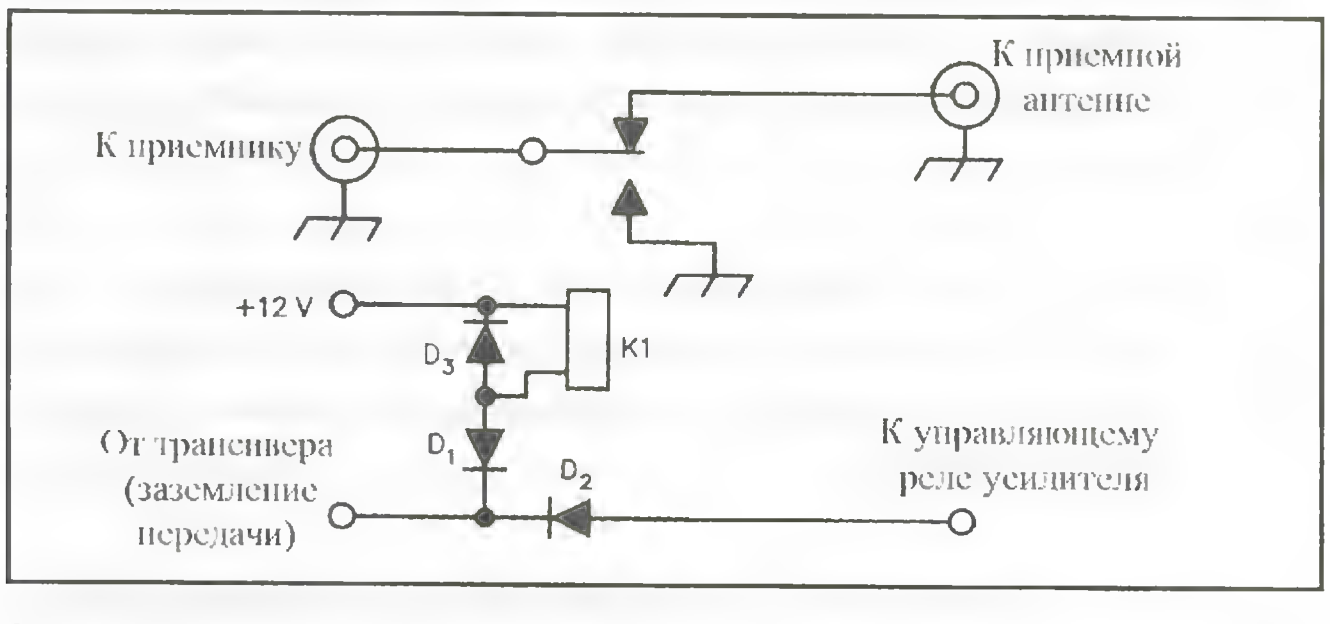

К приемной антенне
К приемнику
+12 V
D_3
K1
D_1
D_2
От трансивера (заземление передачи)
К управляющему реле усилителя

Рис.3.18. Схема защиты приемника. Вход приемника заземляется во время передачи. D1, D2, D3 – кремниевые диоды.

На **рис.3.18** показаны возможные схемы защиты. Небольшое реле закорачивает вход приемника во время передачи. Напряжение для питания реле может быть получено от любого источника 12 В (например, внутри самого трансивера), в то время, как само реле переключается линией управления усилителя мощности. Два диода делают возможным переключать усилитель и цепи защиты одной и той же линией. Ясно, что эта схема защищает ваше оборудование только от ВЧ сигналов этого же трансивера. Там, где используются более, чем один передатчик (подобно многопередающим устройствам во время соревнований), должны быть установлены различные устройства защиты, такие, как полосно-пропускающие фильтры.

1.20. Устройства подавления шумов.

Тот, кому досаждает единственный местный источник индустриального шума, часто может существенно уменьшить или даже исключить полностью, используя так называемые устройства подавления шумов. В этом устройстве сигналы от двух антенн (одна обычная приемная антенна, а вторая названная шумовой антенной) комбинируются (суммируются) таким образом, чтобы шумы, принятые шумовой антенной были равны по амплитуде шумам, принятым рабочей приемной антенной и отличались друг от друга по фазе на 180°. Детальное описание такого устройства подавления шумов может быть найдено в главе 7.

2. Передатчики.

2.1. Мощность.

Каждому здравомыслящему любителю необходимо быть объективным, чтобы построить хорошо сбалансированную станцию. Успех в дальней связи может быть достигнут только, если характеристики установленного передатчика хорошо сбалансированы с характеристиками установленного приемника. Это верно, что вы сможете работать, если вас смогут услышать, но также верно, что вы сможете работать со станциями, которые вы сможете услышать. В самом деле, досадно, когда кто-то слышит любителя очень хорошо, но не может сделать QSO, и еще более досадно, для станции на другом конце услышать громкую дальнюю станцию, не имея возможности вызвать ее. Все мы знаем станции, похожие на эти. Некоторые личности только и стремятся быть громкими. Когда они не могут услышать некоторых любителей дальней связи, то делают фальшивые QSO, читая список позывных. К счастью, это редкое исключение.

Хорошо сбалансированная станция является результатом комбинации хорошего приемника, передатчика с необходимой и рациональной мощностью и, более всего, правильных передающих и приемных антенн. Конечно, удобно иметь возможность добавления мощности в случае, когда это необходимо. Во многих государствах мира в любительских лицензиях оговаривается, что должна использоваться минимальная мощность, необходимая для получения хорошей связи, конечно, наряду с тем, что ограничивается максимальный уровень мощности.

Существуют виды коммуникаций, когда мы имеем обратную связь о качестве коммуникаций, и между ними AMTOR, PACTOR, а также другие передающие системы с коррекцией ошибок. На CW, так же как и на SSB мы можем только руководствоваться только ощущением и принятыми сообщениями, и, следовательно, по большей части искушены увеличить мощность. Есть большое количество посвященных операторов, которые работали более, чем с 250 государствами на 80 метрах и более с чем 100 государствами на 160 метрах без использования усилителя. Но также верно, что большинство активных основных любителей дальней связи используют в той или иной форме усилители мощности, и что большинство из них используют выходы с мощностью от 800 до 1500 Вт. К счастью, большинство любителей длинных волн постепенно втягиваются в игры дальней связи.

Вместе с построением лучших приемных систем (например, с антеннами Бевериджа) появляется необходимость в значительно меньшей мощности.

2.2. Линейные усилители.

Сегодня в приемниках, передатчиках и трансиверах используются новейшие технологии в такой степени, что делает самостоятельно сконструированное оборудование той же цены недостижимым для всех, кроме немногих. Большинство наших мощных усилителей все еще используют лампы, однако интегральные схемы, с которыми мы знакомы по маломощным схемам, все еще не пришли в усилители мощности. На любой приличной барахолке можно приобрести все части для усилителя мощности (смотри **рис.3.19**).

Любительская связь прошла длинный путь за последние 30 лет, от эры, когда большинство любителей использовали самодельное оборудование, до сегодняшнего дня, когда все, за исключением немногих, используют современное высокотехнологичное (и, к счастью, с хорошими характеристиками) оборудование. Те, кто был любителем в последние 30 лет или более, могут вспомнить потрясающую степень удовлетворения, которую мы получали от создания собственного оборудования. Сейчас есть две области любительского радио, где любители все еще могут получить такое удовольствие: создание своего собственного усилителя и создание своих собственных антенн.

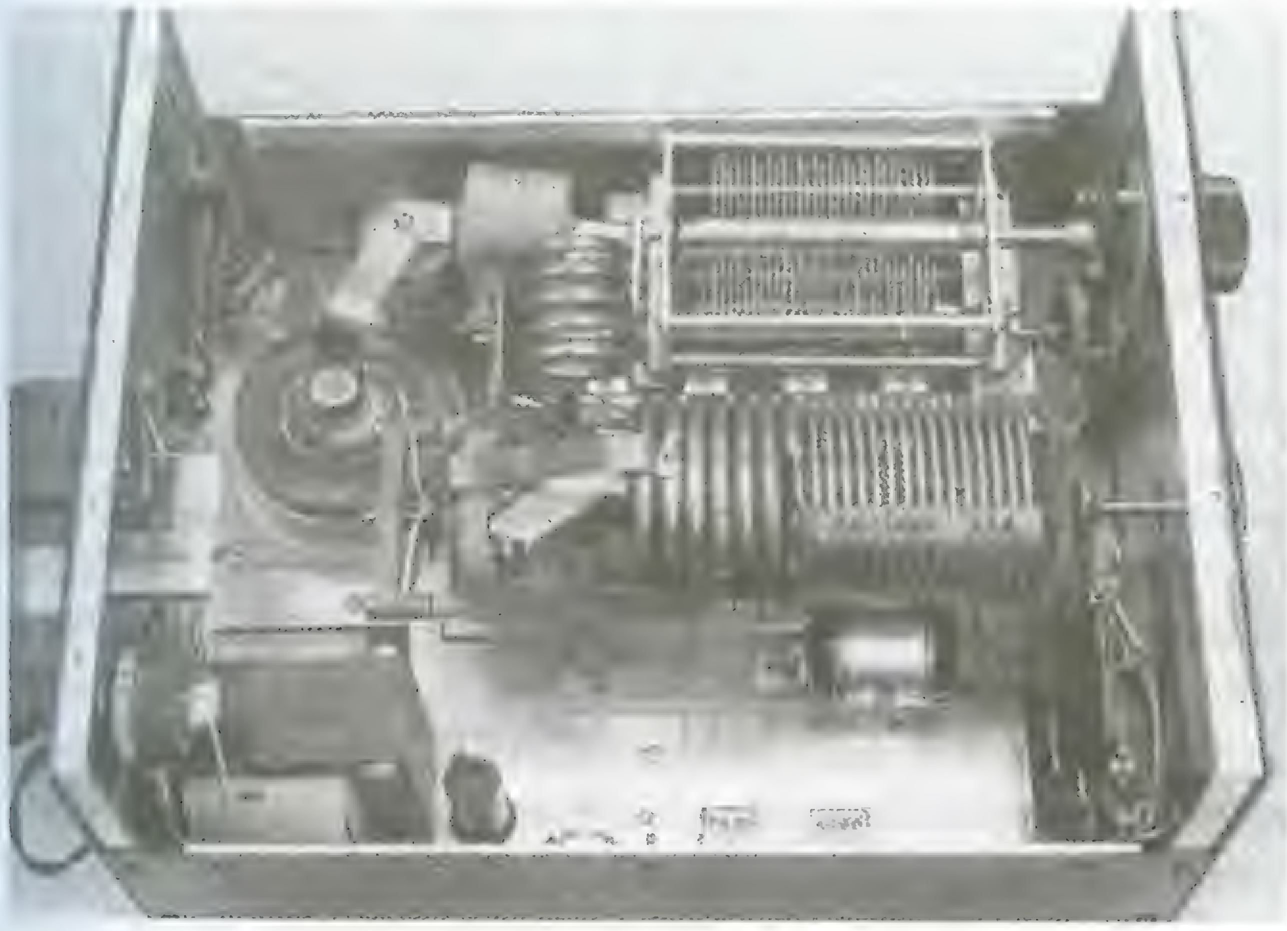


Рис.3.19. **Этот самодельный усилитель использует лишние части, полученные на встречах с радиолюбителями.**

Те, кто говорит, что самодельные усилители все работают с нелегальной мощностью и, что работа с большой мощностью только и является побудительной силой создания примитивного усилителя, никогда, вероятно, не создавали ничего самостоятельно. Обычно самодельщики делают свои конструкции с большим резервом. Они имеют самостоятельный выбор потратить немного больше долларов на обработку металла и, может быть, на трансформатор с большим уровнем мощности, чтобы иметь лучшее изделие, чтобы постоянно хладнокровно работать и никогда не разочароваться. Возможно они будут использовать две лампы, вместо одной, и сделают это очень консервативно, так чтобы окончательная экономическая эффективность будет лучше, чем у коммерческого «черного ящика».

Превосходные конструкции усилителей опубликованы за последние годы в радиолюбительской литературе. Очень часто домашние строители гоняются за доступными частями, особенно за выходными лампами. Триоды с нулевым смещением очень популярны в последние 25 лет для линейных устройств. Популярная модель 811 последовала за 872B, в то время, как 3-500Z удерживала позиции на протяжении 25 лет. Триоды могут обычно иметь значительное преимущество. Единственная вещь, которой следует реально опасаться это утечка сеточного тока. Чрезмерный сеточный ток и быстрый выход из строя лампы будут результатом, если усилитель слишком легко нагружен.

Тогда как тетроды, такие как 4CX1000 и 4CX1500B, ранее легко доступные по приемлемой цене на рынке излишков, быстро стали редкими и дорогими. Такие тетроды имеют присущее им преимущество во много раз меньшей мощности управления, но, с другой стороны, они требуют более тщательной разработки усилителя и знания принципов его работы, поскольку имеют очень чувствительные управляющую и экранную сетки.

В последнее время номенклатура современных керамических ламп, производимых в США, дополнена списком ламп, производимых в России, которые доступны по значительно меньшей цене, и большой процент коммерческих усилителей теперь также использует эти лампы.

Конструкторы и создатели усилителей мощности теперь имеют свой собственный рефлектор в Интернете, где между создателями происходит обмен очень интересной информацией. Для подписки на этот рефлектор необходимо отправить сообщение по адресу: **amps-request@contesting.com**, с текстом : “subscribe”.

Много очень полезной информации о построении вашего собственного усилителя можно найти у AG6K на его Веб странице: **http://www.vcnet.com/measures/**. AG6K описал добавление для 160 метров к усилителю Heath SB-220 [340], в другой статье он описал добавление QSK к популярному усилителю Kenwood TL-922 [338]. Информация об обеих модификациях также доступна на его странице.

S.M.North, KG2M, описал изменения для популярного усилителя мощности SB-200, чтобы добавить диапазон 160 метров.

2.3. Работа в телефонном режиме.

Если вы выбрали для дальней связи работу по телефону (SSB), то вы должны обратить особое внимание на несколько моментов.

2.3.1. Микрофоны.

Никогда не выбирайте микрофон из-за его приятного вида. Большинство микрофонов, которые подходят (эстетически) к популярным трансиверам, имеют плохой звук. Большинство динамических микрофонов имеют слишком много низких и слишком мало высоких частот, в некоторых случаях характеристика может быть улучшена «выравниванием» микрофонного выхода.

Даже если вы имеете один из специально сконструированных для связи микрофонов (например, Shure 444), все еще может остаться некоторая необходимость подгонки для согласования микрофона с вашим голосом и передатчиком, который вы используете. Большинство простых микрофонов выравниваются простым RC ВЧ фильтром Т типа в микрофонном кабеле. Я успешно согласовывал мой голос с микрофоном Shure 444 и различными трансиверами включением RC фильтра, состоящего из конденсатора 1000 пФ и сопротивления 50 кОм. Частоты отсечки по уровню 3 dB будет равна:

$$f = \frac{10^6}{2\pi RC} \approx 3.2\text{кГц},$$

где f - частота отсечки по 3 dB,

R – **параллельное сопротивление, кОм,**

C – **последовательный конденсатор, пФ.**

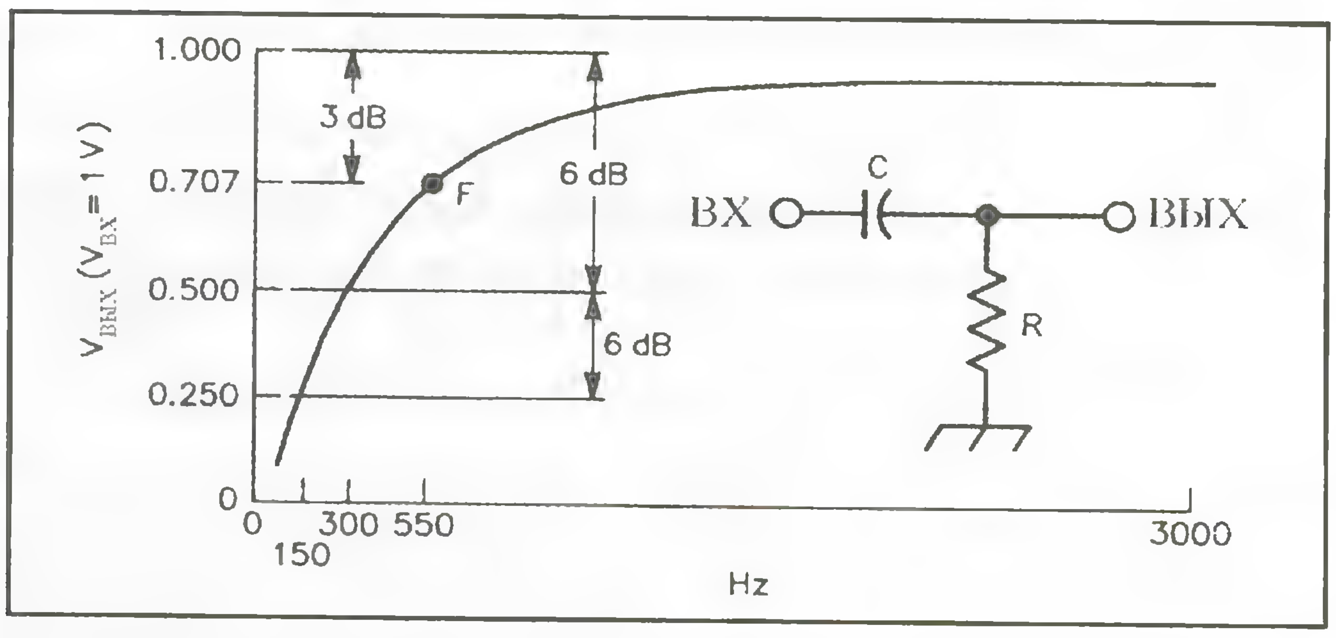


Рис.3.20. Характеристика передачи однополюсной высокочастотной RC цепи. Крутизна такого фильтра 6 dB на октаву, что означает уменьшение вдвое выходного напряжения фильтра при каждом уменьшении вдвое частоты. Подобные схемы могут соединяться последовательно (две секции будут давать крутизну 12 dB на октаву).

Оптимальное значение конденсатора может быть определено методом проб и ошибок, в то время, как сопротивление должны быть точно равно выходному сопротивлению микрофона. Характеристика одно секционного RC фильтра приведена на **рис.3.20**. Heil, K9EID, осознал проблему плохого звука в наших диапазонах и попытался решить проблему при помощи разработки много каскадного эквалайзера на операционных усилителях, который действительно может сделать чудеса при плохих микрофонах и ужасном голосе [301, 323].

И низкие и высокие частоты могут независимо настраиваться (увеличивая или уменьшая). Центральные частоты для низов и верхов равны 500 и 2200 Гц, соответственно.

В некоторых случаях аудио спектр плохого микрофона может быть существенно улучшен изменением микрофонной резонансной камеры. Если микрофон имеет слишком высокий уровень низких частот (что является обычным), улучшение может быть иногда получено наполнением резонансной камеры поглощающим пенистым составом или закрытием любых отверстий в камере (чтобы демпировать движение мембраны на низких частотах).

Наиболее практичным решением является использование микрофона сконструированного для обслуживания связи. Обычный связной микрофон будет имет плоскую максимальную характеристику от 2000 или 300 до 4000 Гц, плавное падение на 7 – 10 dB от 2000 до 500 Г и значительно более крутое падение ниже 500 Гц. Н **рис.3.21** показана типичная характеристика для связны микрофонов Heil. Однако, мы снова должны обратить внимание на избыточность, присутствующую здесь! Мы знаем что высокие частоты голоса несут информацию, в то время как нижние частоты несут силу голоса. Следовательно хороший баланс между низкими и высокими частотами существенен для максимальной передачи информации в сочетании с максимальной силой голоса.

С этой точки зрения также необходимо обратить внимание, что правильное расположение несущей на склоне фильтра в каскаде передатчика, генерирующего боковую полосу, является, по крайней мере, таким же важным, ка и выбор хорошего микрофона. Следовательно, вы должны проверить вашу систему выравнивания характеристики микрофона с магнитофоном хорошего качества, до проверки в эфире. Неправильно расположенная окварцованная несущая может также создать плохо звучащий прием в трансивере, поскольку тот же самый фильтр (в большинстве трансиверах) используется в обоих направлениях – передачи и приема.

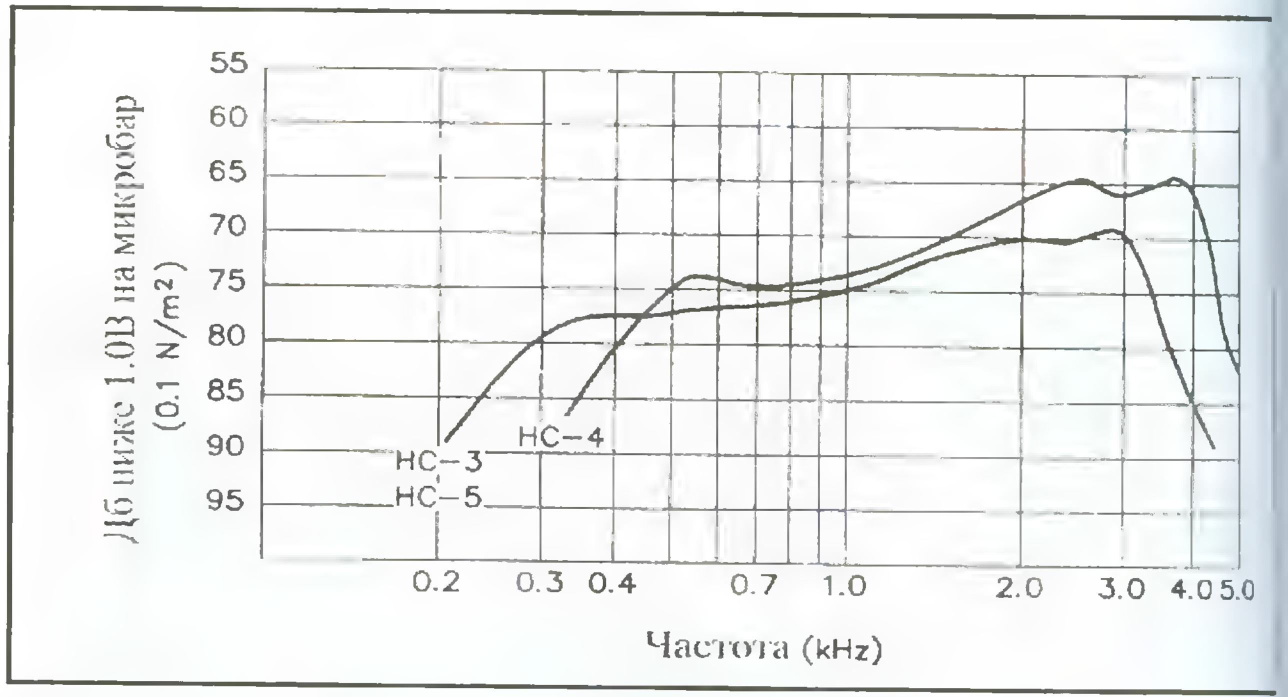


Рис.3.21. Типичные характеристики связных микрофонов Heil с резистивной нагрузкой 2000 Ом. Отметим резкое падение характеристики при частотах ниже 300 и 500 Гц.

Один из путей проверки, установлены ли несущие частоты верхней и нижней боковых полос в одинаковые точки на склонах фильтра, является переключение аппаратуры в зону нечувствительности, затем надо увеличить громкость и переключаться с верхней на нижнюю боковые полосы. Уровень шума ясно покажет положение несущей на склоне характеристики фильтра. Уровень должен быть всегда одинаков в обеих полосах.

Современные трансиверы позволяют подогнать характеристику звукового фильтра при помощи ЦОС. Некоторые из высококачественных трансиверов также имеют возможность изменять позицию несущей на характеристике фильтра при помощи программного обеспечения (например, Yaesu FT-1000MP).

Таким же важным, как выбор микрофона, является его использование. Связные микрофоны сделаны так, чтобы они были установлены при разговоре близко ко рту.

Всегда держите микрофон на расстоянии не более двух дюймов от ваших губ. Простым путем контролирования этого расстояния является использование комбинации головных наушников с микрофоном. Heil имеет различные гарнитуры, которые могут быть оснащены их микрофонами либо HC-4, либо HC-5. Однако, оригинальные наушники Heil пользуются дурной славой из-за их плохой чувствительности, «дешевого» механического качества (пластик) и их неспособности возбуждаться с достаточной громкостью от некоторых трансиверов Yaesu. Были хорошие отзывы об эстрадных (PRO-50MX), которые стоят на 25% дороже своего Heil двойника. Несколько лет я использую очень доступные по цене эстрадные Azden HS-03, оснащенные подходящей гарнитурой Heil.

Даже с точки зрения микрофона, то, что мы рассматриваем, как далекое от идеальной связной гарнитуры, может быть подогнано ЦОС трансивера до звука подобного звуку дорогих устройств, выполненных на заказ! Испытайте «дешевый» микрофон с различными установками ЦОС в вашем трансивере (если вы имеете ЦОС в передатчике).

Использование головной гарнитуры делает дальнюю связь при большинстве трудных обстоятельств истинным удовольствием, даже при очень длинном времени работы. Если вы не говорите близко в микрофон, вы должны увеличить усиление микрофона, что приведет к влиянию акустической характеристики радиорубки, которая не всегда идеальна. Мы часто имеем высокий уровень фонового шума из-за вентиляторов наших усилителей. Этот акустический фон и степень близости к микрофону определит максимальный уровень подавления шумов, который мы сможем использовать в системе.

2.3.2. Обработка речи.

Обработка речевой информации должна использоваться для улучшения разборчивости сигнала на приемной станции, а не только для увеличения отношения средней мощности к пиковой мощности. Это означает, что увеличение средней мощности вместе с введением массы искажений может привести к небольшому выигрышу или не к чему. Хотя аудио ограничители могут дать значительное увеличение отношения средней мощности к пиковой, генерация продуктов внутриполосного искажения увеличит мощность внутриполосных эквивалентных шумов, создаваемых гармоническими и интермодуляционными искажениями, и, в свою очередь, уменьшит различимость (отношение сигнал/шум) на приемном конце.

ВЧ ограничитель создаст то же самое увеличение отношения передаваемой средней мощности к пиковой мощности, но не такое большое количество продуктов внутриполосных искажений. Эта разница приводит обычно к увеличению различимости на 8 dB по сравнению с аудио ограничением [322]. Все коммерческие предприятия любительского оборудования давно реализовали это, и практически все трансиверы с большим выходным током снабжены ВЧ ограничителями.

Регулировка уровня обработки речевой информации кажется трудной задачей в некоторых современных трансиверах, если вы оцениваете, основываясь на том, что вы иногда слышите в воздухе. Каждый ВЧ ограничитель должен иметь по крайне мере два регулятора. Первый из регуляторов на входе ограничителя. Его установка позволяет определить количество ограничения. Эта регулировка обычно называется PROCESSOR или PROCESSOR IN. Вторая регулировка (иногда называемая PROCESSOR OUT или DRIVE) устанавливает выходной уровень обработанного сигнала; другими словами, она регулирует уровень ВЧ передачи. Эти регулировки могут иметь различные названия в зависимости от фирмы производителя трансивера. В некоторых трансиверах может быть также третья регулировка – регулировка усиления микрофона. Это управление усилением используется для установки уровня микрофона при работе без обработки речевой информации. Все современные трансиверы имеют индикатор степени сжатия, который очень удобен при настройке уровня ограничения.

Мы всегда говорим, что акустика в радиорубке может быть одним из факторов, определяющих максимально допустимую степень ограничения речи. По определению ограниченный аудио сигнал имеет небольшой динамический диапазон. Чтобы звук не был неприятным, динамический диапазон должен поддерживаться порядка 25 dB. Это означает, что во время пауз в разговоре выходная мощность передатчика должна быть, по крайней мере, на 25 dB меньше выходной мощности во время разговора. Предположим, что значение выходной пиковой мощности 1400 Вт. Сигнал на 25 dB меньше, чем 1400 Вт, имеет пиковую мощность менее 5 Вт. Ни при каких условиях наш пиковый ваттметр не должен показывать более 5 Вт (около 3 Вт средней мощности), либо мы будем иметь неприятный шумовой фон [305]. Уровень ограничения должен быть увеличен при помощи увеличения регулировки PROCESSOR IN, до тех пор, пока мы придем в точку, где шум в радиорубке создает максимальную пиковую мощность 5 Вт или где индикатор уровня сжатия трансивера покажет максимум 20 dB или уровень, рекомендуемый описанием как максимальный уровень ограничения.

Регулировка PROCESSOR OUT (DRIVE) должна использоваться только для получения правильного уровня возбуждения, передаваемого от трансивера к оконечному усилителю или необходимого сигнала для автоматической регулировки уровня. Никогда не используйте регулировки PROCESSOR IN или MICROPHONE GAIN для регулировки уровня возбуждения оконечного усилителя.

2.4. Работа в телеграфном режиме.

Форма сигнала переключения.

В старых передатчиках был простой способ настройки RC цепи, чтобы отрегулировать передний и задний фронты переключаемого сигнала. Современные трансиверы насыщены «бантиками», неиспользуемой памятью и т.п., но вообще не имеют возможности управления формой телеграфного сигнала, ясно, что те, кто конструировал наши трансиверы вообще не очень знаком с телеграфной работой!

Большинство трансиверов имеют форму сигнала, настроенную на скорость 70 слов в минуту. Ясно, что современные передатчики должны объединяться с цепями, которые подстроят форму сигналов под телеграфную скорость, и эта довольно легкая задача должна решаться автоматически.

Проблема резкой телеграфии, кажется, идет рука об руку с проблемой фазового шума генератора. Некоторые из передатчиков 40-летней давности имели значительно лучшие характеристики в этой области, чем современные радиостанции. Пусть это будет сообщение к тем, кто оценивает новые трансиверы, чтобы сделать акцент на этом свойстве, так, чтобы конструкторы проснулись!

QSK.

QSK – прекрасное будущее, но не важнейшее, ни для любителя дальней связи, ни для участника соревнований. Если QSK неправильно сконструировано и установлено, то это может стать катастрофой: оно может создавать несколько замыканий телеграфного ключа и вывести из строя не вовремя антенное реле в усилителе. В правильно установленном QSK реле усилителя закрывается как можно более быстро после замыкания прерывателя. Противоположное должно быть правильным на конце каждой точки или тире: трансивер первым переключается на прием и только после реле усилителя переключается. Это предотвращает переключение при передаче. Чем быстрее выполняется вся это последовательность, тем лучше QSK работает при большой скорости.

Для того, чтобы не посылать ВЧ сигнал слишком быстро на выход трансивера, многие конструкции укорачивают точки и тире, что делает телеграфные звуки неясными. Если используется полностью настраиваемый телеграфный прерыватель, то это можно подстроить.

Даже устройства, не работающие с QSK, часто имеют плохие интервалы временных соотношений и горячее переключение. На каждом JA контесте я слышу много OA станций, вызывающих меня; это крайние случаи, где полностью пропущена первая точка! Та же проблема иногда превращает W станцию (США) в M станцию (Англия).

Лучшие трансиверы позволяют пользователю полностью настроить задержку и время занятости в QSK, которое было настроено для использования с широко изменяемыми скоростями, в зависимости от времени замыкания реле усилителя.

Передний фронт импульсов.

Другой общей проблемой современных трансиверов является то, что они генерируют мощность с выбросом переднего фронта первого символа. Этот выброс в некоторых случаях вдвое превышает выход по сравнению с постоянным выходом при опущенном ключе. Это вызывает увеличенные интермодуляционные искажения, звучащие подобно замыканию ключа, и может даже выключить перегруженные защитные цепи от некоторых коммерческих усилителей.

В некоторых трансиверах эта проблема может быть преодолена перемещением управления ВЧ выходом из трансивера в место, где, либо вы имеете необходимое возбуждение, либо выходная мощность только начинает падать.

2.5. ЦОС в передатчике.

Новейшие разработки ВЧ трансиверов интенсивно используют технологии ЦОС. Через несколько лет мы будем видеть все больше и больше технических новинок в наших трансиверах, основанных на ЦОС. Некоторые из возможных применений в канале передачи следующие:

- Цифровая обработка речевой информации.
- Цифровая настройка аудио сигнала (приятный бархатный голос для «жующих тряпку» и пронзительно отточенное качество для соревнования).
- Включение или отключение синхронизации временных соотношений в телеграфе (жесткая или мягкая работа ключем).
- Цифровое управление передачей голоса (задержанное аудио переключение).
- Исключение фоновых шумов (шумов вентиляторов).

2.6. Системы контроля сигнала.

Для оператора станции очень важно иметь некоторые средства для контроля качества передачи. Все современные трансиверы имеют встроенную систему контроля аудио сигнала, которые позволяют оператору контролировать передаваемый сигнал. Это не просто аудио выход, а обнаруженный SSB сигнал, что делает возможным расчет корректировки звукового процессора. Это свойство позволяет оператору проверить качество звука и очень удобно для проверки ВЧ наводок в аудио цепях.

Система контроля обязательно должна быть в каждой любительской станции. С такой системой вы сможете:

- Контролировать форму выходного сигнала (огибающую).
- Проверять и контролировать линейность вашего усилителя (трапециидальную форму сигнала).
- Контролировать форму переключающего сигнала на CW.
- Обнаруживать признаки горячего переключения при QSK.
- Проверять тон телеграфного сигнала (модуляцию сети электроснабжения).
- Правильно настроить звуковой процессор.
- Правильно настроить уровень возбуждения возбудителя, чтобы оптимизировать форму сигнала переключения на CW и избежать выбросов на переднем фронте.

Я использую системы контроля на моих станциях с тех пор, как получил разрешение почти 40 лет назад, и без этих простых устройств чувствую полнейший дискомфорт при работе в эфире. Специальные системы контроля (например, Yaesu, Kenwood) очень дорогие и имеют существенный недостаток: Вы должны пропустить выходной ВЧ сигнал от усилителя «через» систему контроля, чтобы отвести некоторое количество ВЧ сигнала, который непосредственно питает платы ЭЛТ.

После перегорания трех ЭЛТ в такой специализированной системе контроля я решил использовать хорошую профессиональную систему бывшую в употреблении. Такая система (например Tektronix 2213) стоит меньше, чем новая система контроля. Такое применение дает вам то преимущество, что вам необходимо только небольшое количество ВЧ мощности, чтобы питать вход системы контроля. Небольшой резистивный делитель мощности может быть установлен на выходе усилителя, откуда образец ВЧ сигнала в несколько милливольт может быть подан на вход системы контроля по тонкому коаксиальному кабелю.

2.7. Поле деятельности для усовершенствований.

- Значительное улучшение продуктов искажений третьего порядка в передатчике (не в 12 В устройствах, а в стационарных).
- Уменьшение шумов в боковых полосах (шумов ГУНа) по крайней мере до -135 dB при расстройке 2 кГц.
- Легкая и точная настройка выходной мощности.
- Исключение выбросов переднего фронта на CW.
- Полностью настраиваемая форма сигнала на CW (либо оператором, либо устройством слежения за скоростью передачи).
- SSB передача с максимальной полосой пропускания фильтров 2.1 кГц.
- Полностью настраиваемая синхронизация при работе с QSK (чтобы согласовать характеристики усилителя).

Таким образом, надо заставить конструкторов оборудования направить свои усилия на улучшения существенных свойств, перечисленных выше, а не на добавление в большинстве случаев ненужных бантиков.

Полоса частот передаваемого сигнала может быть также в некоторых трансиверах уменьшена без каких-либо вредных последствий. Там, где 20 лет тому назад полоса частот 2.1 кГц (по уровню -6 dB) была достаточной для хорошего качества (например, механические фильтры Collin), сегодня большинство трансиверов имеют полосу 2.7 кГц. Качество звука может быть и более приятное, но это вряд ли может быть уважительной причиной для увеличения полосы частот в наших насыщенных любительских диапазонах. Фирма International Radio (ранее RCI/Fox Tango) производит наборы для популярных трансиверов. В большинстве трансиверов лучшие фильтры не только существенно улучшены для приемных характеристик, но также уменьшена полоса частот передаваемого сигнала. Использование этих более узкополосных фильтров требует более точной установки положения несущей частоты на склоне частотной характеристики фильтра в зависимости от характеристик голоса оператора и микрофона. Детали посмотрите на странице: **http://www.qth.com/inrad/**.

1. ПРОГРАММЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕНН. 2
1.1 Программы, разработанные на основе MININEC. 2
1.1.1 Как это работает. 2
1.1.2 Ограничения. 3
1.2 Программа для моделирования – NEC. 3
1.3. Программы оптимизации. 4
1.4. Программы моделирования и эта книга. 4

2. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ДЛИННОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА, РАЗРАБОТАННОЕ ON4UN. 4
2.1. Программное обеспечение для расчета распространения. 5
2.2. Взаимное и входное сопротивление. 5
2.3. Коаксиальный трансформатор/диаграмма Смита. 5
2.4. Сопротивление, ток и напряжение вдоль линии передачи. 5
2.4.1. Номенклатура Z, I и E. 5
2.4.2. Совместный просмотр напряжения вдоль линий передачи. 5
2.5. Двух и четырех элементные вертикальные решетки. 5
2.6. L - цепь. 6
2.7. Входная L-цепь последовательно/параллельного лестничного типа. 6
2.8. Сопротивление последовательных/параллельных цепей. 6
2.9. Удлинители линии (Pi и T). 6
2.10. Согласующий шлейф. 6
2.11. Параллельные сопротивления (T соединение). 6
2.12. Значение КСВ и итерации КСВ. 6
2.12.1. Значение КСВ. 6
2.12.2. Итерации КСВ. 6
2.13. Угол излучения горизонтальных антенн. 7
2.14. Расчет катушек. 7
2.15. Согласование: Гамма, Омега и Hairpin. 7
2.16. Телескопический элемент. 7

3. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ON4UN YAGI DESIGN. 7
3.1. Модуль Analyze. 7
3.2. Синтез размеров. 8
3.3. Модуль Element Strength. 8
3.4. Телескопический элемент. 8
3.5. Механическая балансировка Yagi. 8
3.5.1. Прочность траверсы. 8
3.5.2. Модуль Weight Balance. 9
3.5.3. Ветровая нагрузка Yagi. 9
3.5.4. Балансировка момента вращения. 9
3.6. Ветровая площадь Yagi. 9
3.7. Согласование. 9
3.8. Оптимизация согласования гамма (омега). 9
3.9. Анализ линий передачи. 10
3.10. Расчет вращающихся мачт. 10
3.11. Утилиты. 10
3.11.1. Создание входных файлов для YO, MININEC и AO. 10
3.11.2. Ваша собственная база данных. 10

4. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕНН

1. Программы моделирования антенн.

До недавнего времени, прогнозирование характеристик антенны было больше из разряда черной магии, нежели научной деятельностью или работой инженера, особенно в кругах радиолюбителей. Построение полнометражных моделей или их масштабирование и тестирование на широко открытых испытательских площадях было пределом мечтаний для большинства радиолюбителей.

Программы для моделирования антенн – это компьютерные программы, в которых математически вычисляются и прогнозируются характеристики (электрические, механические) антенны. Это и называется моделью. Моделированием занимаются во всех сферах научной деятельности: физике и пр. Моделирование всегда имеет определенные ограничения, частично в связи с тем, что модель, которую мы описываем (вводим параметры в программу) практически никогда нельзя описать также детально, как реальную антенну (особенно это относится к окружающей ее среде); и частично из-за числовых ограничений в используемых вычислениях.

И последним ограничением является оператор, который вводит данные и интерпретирует результаты. В любом случае для того, чтобы делать правильные выводы и принимать правильные решения в процессе моделирования необходим большой багаж знаний и опыта.

Одной из первых программ по моделированию Yagi (антенн типа «волновой канал»), упоминаемых в литературе, была написана в 1965 году Д.Л. Моррисом для его диссертации кандидата наук Гарвардского университета. Другие (Mailloux, Thiele, Cheng and Cheng) детально доработали эти программы для выполнения дальнейшего анализа и оптимизации.

Такую программу использовал Hillenbrand (N2FB) для оптимизации антенн Yagi. В дальнейшем Michaelis (N8TR – прежде N8ATR) адаптировал эту программу для работы на персональных компьютерах IBM.

1.1 Программы, разработанные на основе MININEC.

В настоящее время, любой более или менее серьезно настроенный радиолюбитель, который хоть немного интересуется построением антенн, имеет персональный компьютер и копию очень популярной программы моделирования антенн MININEC (или производные от нее программы, такие как MN и ELNEC). Программа MININEC (Mini Numerical Electromagnetic Code) была разработана в NOSC (Naval Ocean Systems Center – военно-морской центр океанических систем) в Сан Диего J.C.Logan и J.W.Rockway. Последняя версия этого программного обеспечения (MININEC3) общедоступна и ее можно приобрести вместе с документацией к ней в NTIS, US Department of Commerce, 5285 Port Royal Rd, Springfield, VA 22161, order no. ADA 1811681.

Технические характеристики, описывающие программу (The New MININEC, Version 3: A Mini Electromagnetic Code, NOSC 938), можно приобрести в NTIS, заказав документ номер ADA 181682. В стоимость входит программа и документация к ней.

Оригинальную программу MININEC нельзя назвать простой в использовании. Несколько радиолюбителей написали необходимые коды обработки данных, чтобы сделать программу удобной для пользователя и мощным инструментом для моделирования.

Наиболее популярной версией является версия, известная под названием ELNEC, разработанная R.Lewallen, W7EL (доступна прямо с W7EL, PO Box 6658, Beaverton, OR 97007). Другая версия называется MN (разработчик B.Beezly, K6STI, 3532 Linda Vista Dr, San Marcos, CA 92069). Реклама обеих программ регулярно размещается в основных журналах для радиолюбителей. Обе программы являются программами MS-DOS.

1.1.1 Как это работает.

В программе MININEC пользователь делит все проводники (называемые проводами) на более или менее короткие сегменты. В процессе моделирования высокая частота тока в каждом сегменте принимается постоянной (один сегмент тока равен импульсу). Программа высчитывает собственное сопротивление и взаимный импеданс для каждого импульса, а также высчитывает поле созданное действием импульсов друг на друга со своим собственным сопротивлением и рядом взаимных сопротивлений. Я объясню, что означает взаимные сопротивления в главе 11.

Пользователь может уточнить, где он хочет возбудить антенну и, при желании также разместить нагрузку (например, используя нагрузочные катушки, конденсатор, настроечные схемы и резисторы) в любом месте в антенне. Моделирование может быть осуществлено при расположении антенны в свободном пространстве, над идеально проводящей землей и над реально проводящей землей.

Особые вопросы моделирования, такие как требуемая длина сегмента, техника плавного изменения длины сегмента и пр. будут освещены в конкретных главах об антеннах (вертикальные антенны, диполи, Yagi, квадраты) где об этом упоминается.

1.1.2 Ограничения.

Основное ограничение относится к вычислениям в случае установки антенны над реальной землей. Способность моделирования в реальной среде ограничена моделированием диаграмм направленностей. В ближней зоне (прямо рядом с антенной) предполагается идеально проводящая среда.

Некоторые условия:

Вы не сможете использовать MININEC для вычисления влияния противовесов на входное сопротивление установленной на земле вертикальной антенны. Четвертьволновый вертикальный излучатель даст сопротивление в 36 Ом при любом типе земли. В реальности почва и противовесы в поле ближней зоны имеют большое значение для расчета наводимых токов. Это повлияет на сопротивление в точках питания и эффективность работы антенны из-за потери наводимых токов в бедной земле Противовесы можно рассчитать в программе MININEC, но они окажут воздействие только на затухание при малом угле отражения в дальней зоне (в зоне Френеля). В главах 8 и 9 подробно рассказывается о вибраторных антеннах и вертикальных антеннах.

При низких высотах расчет коэффициента направленного действия, а также сопротивления для горизонтально поляризованной антенны дает неправильные результаты. Говоря о низких высотах, я имею в виду ниже чем 0,25 длины волны над землей для вибраторов. Для антенн, больших по размеру, минимальная высота может быть выше. При низких высотах рассчитываемый коэффициент направленного действия будет иметь слишком высокое значение, а сопротивление в точках питания слишком низкое. Как бы то ни было, форма диаграмм излучения останется правильной.

Из этого следует, что мы имеем определенную проблему в работе с программой MININEC для длинноволновых диапазонов, так как очень часто мы будем моделировать антенны в описанных выше условиях. Но поскольку мы уже знаем ограничения и как интерпретировать полученные результаты, все будет нормально. Для моделирования таких антенн как Yagi в коротковолновом диапазоне частот эта проблема отпадет. Существуют другие проблемы при моделировании квадратов. Более подробно об этом написано в главе 13.

Также, провода тоньше 0,001 длины волны, могут быть смоделированы не точно из-за вычислительных приближений в программе. Если не затрагивать низкочастотные антенны, с этим ограничением можно столкнуться при работе с антеннами 10 метровом диапазоне и выше.

Эти и другие ограничения очень подробно представлены R. Lewallen в "MININEC: The Other Edge of the Sword" [678].

1.2 Программа для моделирования – NEC.

NEC – это развившийся брат MININEC. В NEC также использован метод моментов для моделирования антенн. Оригинальные версии работали только на очень мощных компьютерах, и ими могли пользоваться только профессионалы. Хотя NEC2 незащищена авторскими правами и является общедоступной, более поздняя версия, NEC4 только недавно была представлена американской общественности. Авторские права на NEC4 принадлежат Lawrence Livermore National Labs (**http://www.llnl.gov**). Чтобы пользоваться программой NEC4 либо любой другой из семейства NEC4 (например, EZNEC 4.0), необходимо приобрести лицензию у этой организации. Если Вы не являетесь подданным США, нужно обращаться за лицензией в посольство, хотя существует возможность, что эта процедура станет проще, приобретение лицензии напрямую у разработчиков.

NEC2 будет также моделировать реально проводящую землю в ближнем поле. Это избавит пользователей от многих ограничений, существующих при работе с MININEC. В программе NEC2 можно моделировать антенны очень близко к земле, с противовесами как над, так и на земле. NEC3 и NEC4 также имеют возможность моделирования закопанных проводников, таких как противовесы и колья в земле. Программа NEC2 имеет одно примечательное ограничение, в ней невозможно моделировать провода ступенчатого диаметра (например, телескопические элементы Yagi). В NEC4 устранена эта проблема.

Я частенько использовал NEC для моделирования антенн, когда MININEC давала ненадежные результаты. Я вернусь к вопросам моделирования, когда буду писать об этих антеннах (например, антенны Бевериджа, длинноволновые петлевые антенны типа «дельта», антенны с приподнятыми противовесами).

Первые версии программы NEC были действительно разработаны для профессионалов и имели не простой для пользователя интерфейс. В последние годы были разработаны программы на базе NEC с дружественным пользователю интерфейсом. Одной из самых удобных для пользователя программ, несомненно, является EZNEC, разработанная W7EL, Roy Lewallen (e-mail: w7el@teleport.com). Эта программа имеет такой же пользовательский интерфейс, как и ELNEC, таким образом, пользователь, работающий в ELNEC, без труда освоит EZNEC. Как в ELNEC, так и в EZNEC данные представлены в виде электронных таблиц, и снабжены множеством клавишных комбинаций для быстрого ввода вызова команды. Такой способ ввода данных многие пользователи считают большим преимуществом данных программ по сравнению с теми, где данные нужно вводить в виде текстовых файлов, потому что они менее интерактивны и сложнее в работе. Рис. 4-1 показывает окно «View Antenna» моделирования антенны Бевериджа длиной ½ длины волны для 160 метров с двумя четвертьволновыми нагрузками по одному на концах (см. главу 7, раздел 3.2).

NEC4WIN - программа моделирования антенн, разработана на основе NEC2, 32-битная программа для Windows 95 (и более поздние версии). Вы можете получить более детальную информацию и заказать программу на сайте: **http://www.cam.org/mboukri**.

Самый полезный продукт из семейства NEC – это NEC Win Pro, распространяемый Nittany Scientific. Эта программа разработана на базе NEC2 и сочетает точность NEC с дружественным Windows интерфейсом. Дополнительно продается программа NEC-Win Basic по более низкой цене. Этот продукт не имеет всех возможностей NEC-Win Pro, но пользовательский интерфейс еще проще. Вы можете получить более детальную информацию и заказать программу на сайте: **http://www.nittany-scientific.com**.

1.3. Программы оптимизации.

При работе с MININEC и программами семейства NEC Вам придется потратить какое-то время, если вы хотите оптимизировать конструкцию антенны с заданными параметрами (может быть коэффициент направленного действия, F/B, полоса пропускания по входному импедансу или полосу частот при заданном уровне КСВ). Для такого рода приложений, так называемые Программы Оптимизации могут быть довольно полезны. YO (Yagi Optimizer), разработанный B.Beezley (K6STI), была первой программой для оптимизации, но она применима только для Yagi. Вы можете оптимизировать любые указанные выше характеристики или любую значимую комбинацию этих параметров. AO (Antenna Optimizer) – аналогичная программа для любого типа антенн. Обе программы разработаны на базе MININEC.

Качество оптимизации несомненно зависит от правильности используемого алгоритма. Используя программы оптимизации, необходимо быть очень осторожным, постоянно отслеживать параметры, или тщательно обдумывать и оценивать различные варианты работы. И YO и AO, обе программы относятся к так называемой естественной локальной оптимизации. То есть, компьютер начинает настраивать антенну по определенным пользователем переменным и продолжает до тех пор, пока не достигнет максимального результата. Опасность такого подхода заключается в том, что пока компьютер достигает локального максимума, возможно, есть лучшее решение, которое не было изучено, потому что оно очень далеко от начальных значений. К тому же компьютер может выдать такие результаты, которые физически невозможно сконструировать.

На сегодняшний день, на базе NEC разработана только NEC-OPT, распространяемая Paragon Technologies. Это программное обеспечение было очень дорогое, его могли позволить себе только немногие люди и компании. К тому же пользовательский интерфейс этих программ очень сложный для работы.

Работать с такой программой может только профессионал. Из-за ограниченного объема продаж этого программного обеспечения уже нет в продаже. Некоторые компании, такие как Nittany Scientific, которые планируют разработать на основе NEC программы оптимизации, но на сегодняшний день ни одна из них не запустила такую программу.

Необходимо понять, что алгоритм оптимизации – это всего лишь математический код, который оперирует только цифрами. Настоящая оптимизация должна, в большей степени, исходить из головы проектировщика антенны. Именно проектировщик сначала должен придумать интересную идею как должна в итоге выглядеть антенна. К примеру, вы должны ввести параметры пятиэлементной Yagi и настроить длину и интервалы чтобы достичь задуманной цели: вы не можете просто сказать компьютеру сделать проект хорошей антенны в диапазоне 20 метров.

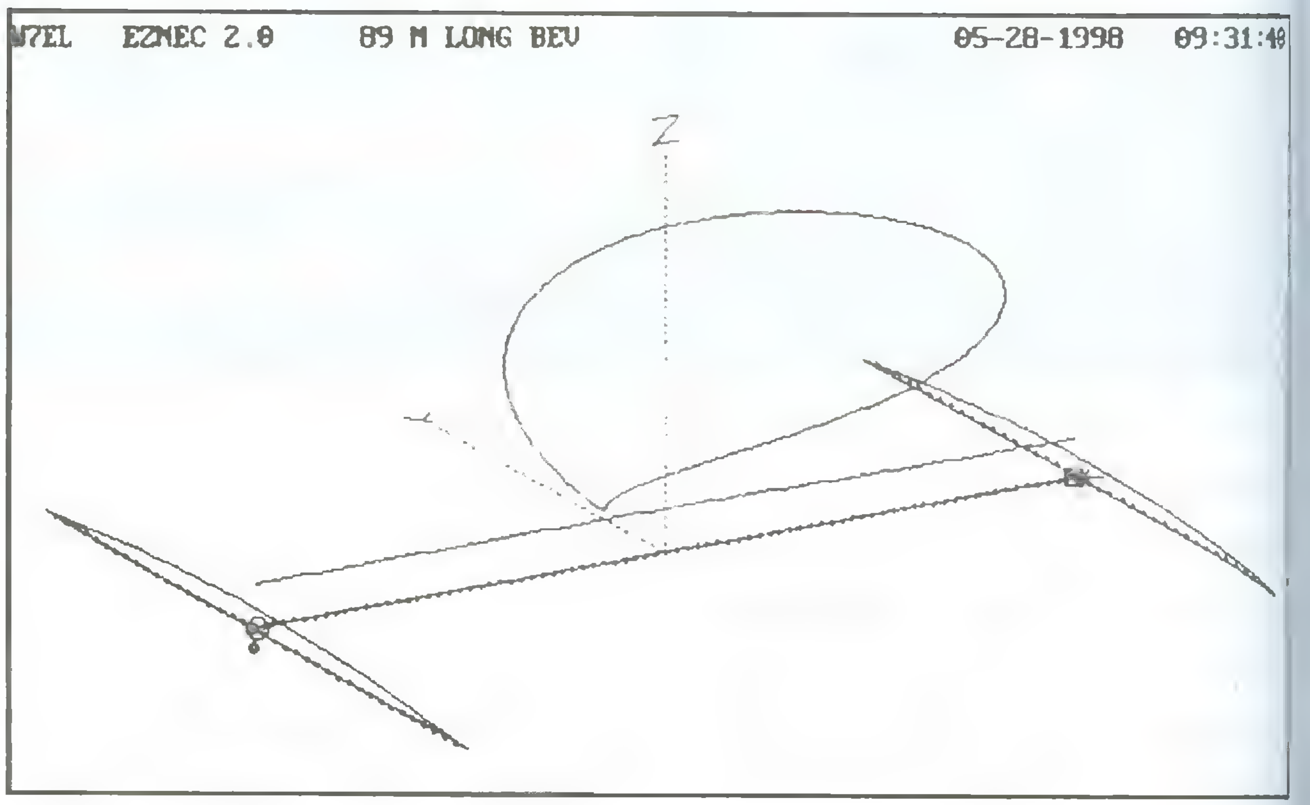


Рис. 4.1. Окно «View Antenna», выведенное в программе EZNEC. Все подробности описаны в тексте. NEC/Wires - другая программа разработанная B.Beezliey, K6STI. Обе программы работают под DOS.

Проектировщик должен понимать схему работы программы моделирования, и затем использовать систему оптимизации для помощи в расчетах задуманного проекта. Самым важным моментом является то, что пользователь постоянно должен контролировать и видеть когда программа выдает нереальные для реализации результаты.

1.4. Программы моделирования и эта книга.

ELNEC и EZNEC часто упоминаются на страницах этой книги, как программы для моделирования антенн и построения диаграмм направленности. В каждой главе я буду возвращаться к вопросам моделирования антенн, упомянутых в этой главе.

2. Программное обеспечение для длинноволнового диапазона, разработанное ON4UN.

Имея персональный компьютер, каждый может проводить сложные математические вычисления, что является частью работы с антеннами и линиями питания. Все что нужно, это понять вопросы… и ответы. Программа сделает за Вас трудные математические вычисления и выдаст понятные Вам ответы. Теория антенн и линий передачи темы не из легких. Когда дело доходит до расчета антенн и линий передачи, мы тут же сталкиваемся с комплексными числами, числами с реальной и мнимой частью, числами, имеющими амплитуду и фазовый угол.

Мы все с детства знаем, сколько будет четыре умножить на пять. Но никто не может сразу в уме посчитать, сколько будет 5-j3 умножить на 12+j12. По крайней мере, я не могу. Когда я начал изучать антенны и хотел не просто понять эту область, но и быть способным рассчитать параметры, я сразу столкнулся с проблемой вычисления комплексных чисел.

Вот когда компьютер пришел мне на помощь. Изучая эту область, я написал набор небольших программ, которые помогали мне вести расчеты. Я их развил до вполне понятных технических инструментов, которые должны быть частью библиотеки программного обеспечения каждого серьезно занимающего проектировщика антенн. NEW LOW BAND SOFTWARE также включает в себя набор программ для расчета распространения сигналов на низких частотах.

NEW LOW BAND SOFTWARE основан на изначальном «Low Band DXing Software», который я разработал в середине 80-х, когда писал книгу Low Band DXing Book. Новое программное обеспечение является намного расширенной версией оригинального программного обеспечения, а также включает некоторое количество новых программ. К тому же новое программное обеспечение имеет более дружественный пользовательский интерфейс. На данный момент полноцветное программное обеспечение доступно только в MS DOS на одной дискете 3,5 мм. На **рис.4.2** показано Меню продукта этого программного обеспечения, с перечислением различных модулей на выбор.

Каждый модуль начинается с полного представления (на экране), показывающего, что можно делать в этой программе и как работать с ней. Все программы связанные с распространением интегрированы в один модуль. Также новшеством является множество вспомогательных экранов в каждом модуле. Они показывают, что делает программа, как задать цели и интерпретировать полученные результаты.

2.1. Программное обеспечение для расчета распространения.

Модуль Propagation Software детально описан в главе 1. В него входит программы low-band dedicated sunrise/sunset и a gray-line, основанные на обширной базе, включающей координаты более 550 мест, которые могут быть настроены или изменены пользователем. База данных может содержать до 750 мест. Несколько экранов из модуля по распространению показаны на **рис.32** и **рис.33** в главе 1.

2.2. Взаимное и входное сопротивление.

Выполнив определенное число измерений сопротивлений, Вы можете рассчитать взаимные сопротивления и, зная амплитуду и фазу тока в антенне, можно посчитать входное сопротивление каждого элемента решетки, имеющей до 4 элементов.

2.3. Коаксиальный трансформатор/диаграмма Смита.

Оригинальное программное обеспечение работает только с идеальными кабелями (без потерь). На данный момент существует две версии этой программы: для кабеля без потерь и реального кабеля (с потерями). Программа для реального кабеля может выдать любого рода информацию о линии питания. Вы можете делать анализ линии передачи на основе данных о генераторе (передатчике) или нагрузке (антенны). Значения сопротивления, напряжения и тока выводятся как в прямоугольных координатах (с реальной и мнимой частью), так и в полярных координатах (с амплитудой и фазовым углом). Вы увидите значения Z, I и E на конце линии, коэффициент стоячей волны (нагрузки и генератора), и потери – разбитые на потери кабеля и потери за счет отражения волны.

Некоторые классические коаксиальные линии передачи с их параметрами (сопротивление и потери) включены в программу, но Вы можете настроить параметры своего кабеля. Попробуйте ввести: 200 футовую линию питания с RG58 и коэффициентом стоячей волны (КСВ) 2:1, и сравнить это с ¾ дюймовым Hardline такой же длины и КСВ, и понять, что «толстый» коаксиальный кабель не является необходимостью. Не имеет никакого смысла выбрасывать 2dB или 3db сигнала, если вы приложили огромные усилия, чтобы построить хорошую антенну. Эта программа позволяет легко перебирать факты и цифры. Если вы собираетесь создать проект своей антенной решетки, вам, возможно, будет полезен этот модуль больше, чем все остальные.

2.4. Сопротивление, ток и напряжение вдоль линий передачи.

И снова, существует две версии каждого модуля программы: с не учитывающим потерь кабелем и реальным кабелем.

2.4.1. Номенклатура Z, I и E.

Коаксиальный кабель, если не брать во внимание линию передачи с бегущей волной, действует как трансформатор: в каждой точке кабеля различные значения сопротивления, напряжения и тока.

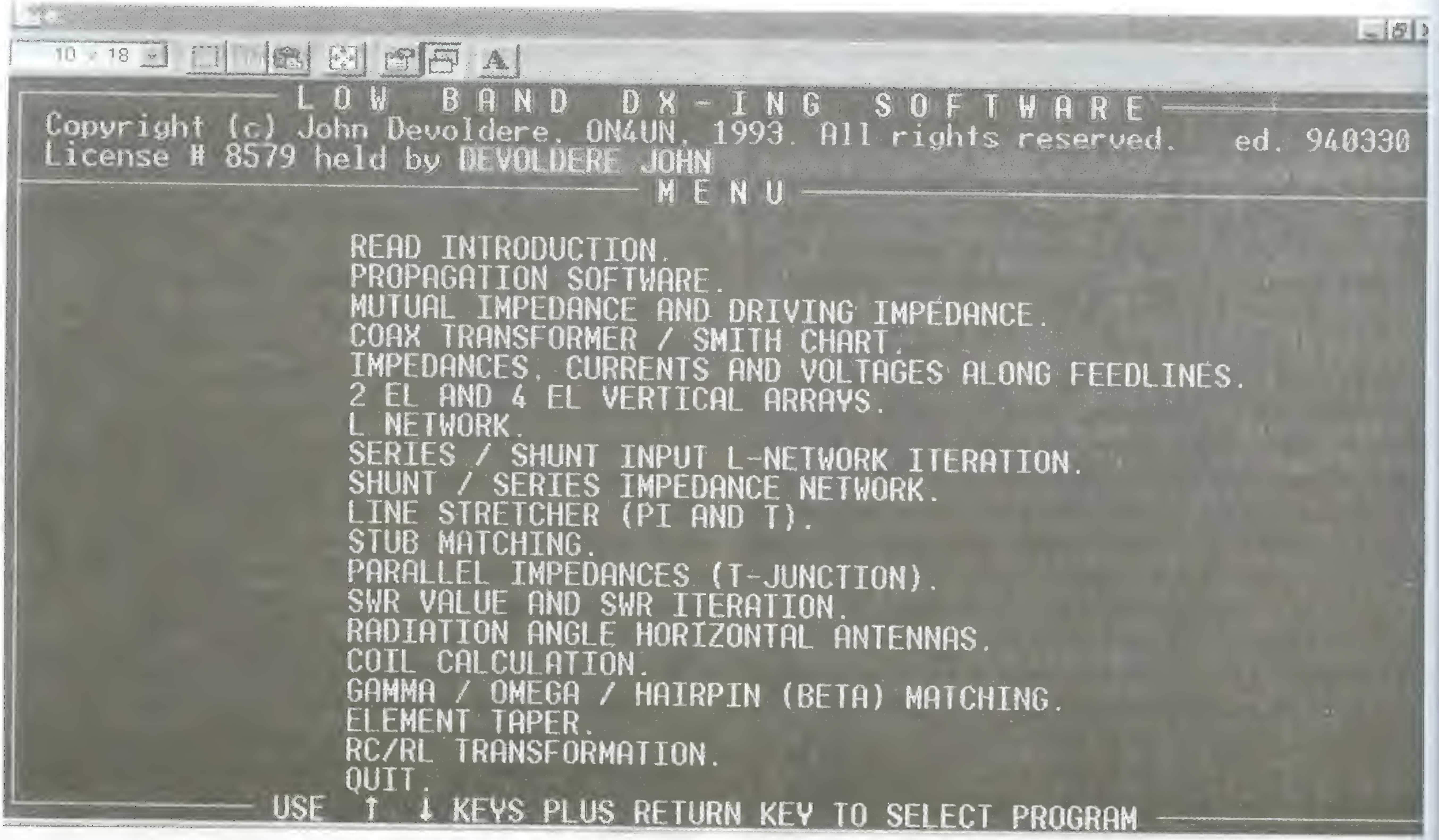
Вы вводите параметры линии передачи (сопротивление, значение затухания), параметры нагрузки (сопротивление и ток или напряжение), и программа выведет значения Z, I и E в любой точке кабеля.

2.4.2. Совместный просмотр напряжения вдоль линий передачи.

Этот модуль был написан специально в помощь для проектирования системы питания для антенных решеток KB8I. Программа выводит значения напряжения на протяжении всей линии питания. Это позволяет пользователю найти точки в линии питания с отдельными элементами антенной решетки, имеющие одинаковые значения напряжения. В этих точках линии питания можно соединять в параллельную цепь (см. главу 11). Эта программа также помогает увидеть, насколько увеличивается напряжение вашей линии питания, например, при КСВ= 4.5.

2.5. Двух и четырех элементные вертикальные решетки.

Это два абсолютно новых модуля шаг за шагом показывают вам теорию и практическую реализацию 2-элементной и 4-элементной антенных решеток с системой питания W7EL. В этой обучающей программе использована графика, чтобы показать схему антенны со всеми текущими электрическими значениями. Этот уникальный модуль крайне важен, если вы хотите понять, как работают антенные решетки, и если вы хотите самостоятельно сконструировать свою решетку с работающей системой питания.



```
──────── L O W   B A N D   D X - I N G   S O F T W A R E ────────
Copyright (c) John Devoldere, ON4UN, 1993. All rights reserved.   ed. 940330
License # 8579 held by DEVOLDERE JOHN
──────────────────────────────── M E N U ─────────────────────────

                READ INTRODUCTION.
                PROPAGATION SOFTWARE.
                MUTUAL IMPEDANCE AND DRIVING IMPEDANCE.
                COAX TRANSFORMER / SMITH CHART.
                IMPEDANCES, CURRENTS AND VOLTAGES ALONG FEEDLINES.
                2 EL AND 4 EL VERTICAL ARRAYS.
                L NETWORK.
                SERIES / SHUNT INPUT L-NETWORK ITERATION.
                SHUNT / SERIES IMPEDANCE NETWORK.
                LINE STRETCHER (PI AND T).
                STUB MATCHING.
                PARALLEL IMPEDANCES (T-JUNCTION).
                SWR VALUE AND SWR ITERATION.
                RADIATION ANGLE HORIZONTAL ANTENNAS.
                COIL CALCULATION.
                GAMMA / OMEGA / HAIRPIN (BETA) MATCHING.
                ELEMENT TAPER.
                RC/RL TRANSFORMATION.
                QUIT.
──────────── USE ↑ ↓ KEYS PLUS RETURN KEY TO SELECT PROGRAM ──────
```

Рис.4.2. Меню пакета ON4UN NEW LOW BAND SOFTWARE

2.6. L - цепь.

L-цепь является наиболее широко используемой согласующей схемой для согласования линий передачи и антенн. Этот модуль предоставляет вам все решения L-образной схемы для заданной проблемы согласования. Программа также выводит значения напряжения и тока на входе и выходе схемы, которые могут быть нужны при оценке параметров компонентов схемы. На **рис.4.3** показана распечатка из модуля L Network, на которой выведены все текущие значения.

2.7. Входная L-цепь последовательно/параллельного лестничного типа.

Этот модуль был написан специально для R2BT согласующей схемы антенной решетки, в которой используются L-образные цепи для обеспечения заданной величины напряжения на входе схемы, заданных сопротивления и напряжения на выходе схемы (см. главу 11).

2.8. Сопротивление последовательных/параллельных цепей.

Это упрощенная форма L-образной цепи, в которой идеальное согласование может быть достигнуто только при наличии последовательного или параллельного реактивного элемента. Эта цепь также используется в модифицированной фазо-настраиваемой цепи Lewallen с антенными решетками, которые имеют не квадратурное питание (см. главу 11).

2.9. Удлинители линии (Pi и T).

Удлинители – трансформаторы с постоянным сопротивлением, которые обеспечивают требуемый сдвиг фазы напряжения. Эти цепи используются в ряде систем питания антенных решеток (модифицированный метод Lewallen) для требуемой фазовой задержки (см. главу 11, вертикальные решетки).

2.10. Согласующий шлейф.

Согласующий шлейф – это очень интересный метод согласования линий передачи. Этот модуль описывает метод согласования линии передачи с нагрузкой, использующий одиночный шлейф, расположенный в линии передачи. Программа очень удобна для создания системы согласующего шлейфа с открытой проволочной линией питающей нагрузку с высоким сопротивлением (от 2000 до 5000 Ом).

2.11. Параллельные сопротивления (Т соединение).

Этот очень простой модуль рассчитывает результирующее сопротивление при параллельном соединении нескольких сопротивлений (а вы готовы посчитать на калькуляторе, сколько будет 21-j34 или 78+j34 Ом при параллельном соединении?).

2.12. Значение КСВ и итерации КСВ.

2.12.1. Значение КСВ.

Модуль рассчитывает КСВ (например, КСВ нагрузки в 34-j12Ом в линии 75 Ом). Вычисления не сложные, но это намного быстрее сделает программа (к тому же без ошибок!).

2.12.2. Итерации КСВ.

Этот модуль был специально разработан для проектирования системы питания W1FC для антенной решетки (гибридный ответвитель) (см. главу 11).

2.13. Угол излучения горизонтальных антенн.

Этот модуль рассчитывает и выводит на экран диаграмму направленности в вертикальной плоскости одиночной антенны и антенной решетки (с синфазным возбуждением).

2.14. Расчет катушек.

С помощью этого модуля вы можете рассчитать однослойные катушки и тороидальные катушки. Этот модуль работает в обоих направлениях (можно получить параметры, задав индуктивность и наоборот, индуктивность из параметров катушки).

2.15. Согласование: Гамма, Омега и Hairpin.

Этот модуль является упрощенной версией одного из модулей программного обеспечения Yagi DESIGN (см. информацию далее в главе). Задав сопротивление Yagi и диаметр активного вибратора (в центре), вы можете проектировать и упростить гамма или омега согласование и увидеть результаты, как если бы вы делали все это вручную.

2.16. Телескопический элемент.

Антенны, сделанные из телескопических элементов показывают разную электрическую длину, по сравнению с элементами с не изменяющимся диаметром. Этот модуль рассчитывает электрическую длину элемента (четвертьволновой. вертикальной антенны или полуволнового диполя), выполненного из телескопических секций. Здесь применяется модифицированный алгоритм сужения W2PV.

NEW LOW BAND SOFTWARE можно приобрести на 3.5 дюймовой дискете в формате MS-DOS по адресу: J.Devoldere, ON4UN, Poelstraat 215, B9820 Merelbeke, Belgium, или G.Oliva, K2UO, 5 Windsor Dr, Eatontown, NJ 07724.

Стоимость программного обеспечения: 65$+5$ за доставку. Только 100% предоплата. Форма заказа в конце этой книги.

3. Программное обеспечение ON4UN YAGI DESIGN.

Вместе с Roger Vermet, ON6WU, я написал несколько программ, включающих и электрическое и механическое конструирование одночастотных Yagi.

Эти программы были использованы для создания Yagi, представленных в главе 13.

Трехэлементная 40 метровая Yagi, которую я использую с 1989 года, а также высокочастотная Yagi – проект этих антенн был создан с помощью программного обеспечения для проектирования Yagi. С 40-метровой Yagi я поставил два европейских рекорда в 1992 году на ARRL CW и телефонном соревновании. KS9K, одна из крупных станций в центральной части США, уже давно использует это программное обеспечение для перестройки целой партии антенн.

YAGI DESIGN – это многофункциональное программное обеспечение, включающее все аспекты создания и проектирования Yagi, как механического, так и электрического. Это не программа для моделирования, но в ее основе лежат данные, включающие все измерительные и рабочие параметры для 100 различных высокочастотных Yagi (имеющих от 2 до 6 элементов). База содержит приблизительно 20 источников, созданных W6SAI, W2PV, N2FB и пр., и большинство из них являются недавно созданными Yagi с набором параметров, хорошо описанных в руководствах, прилагаемых к программному обеспечению.

Литературные стандарты включены, и пользователь имеет базу ссылок для сравнения с новыми проектами. Большинство новых проектов проверялись либо моделированием на частоте 72 MHz, либо путем создания высокочастотной модели в натуральную величину.

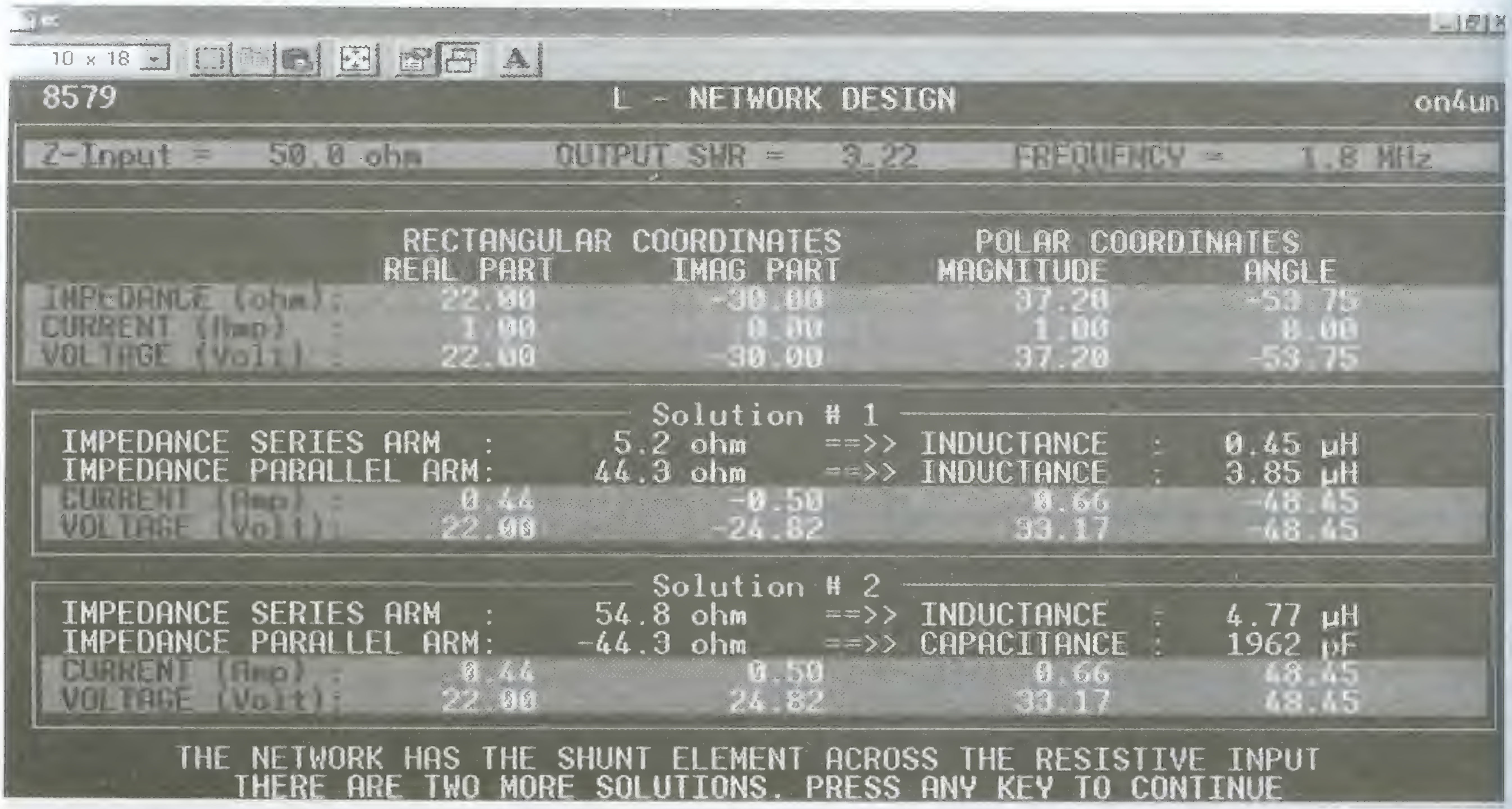
База YAGI DESIGN содержит Yagi на каждый случай: от низко - до высокодобротных, только для CW, только для SSB, узкополосные, широкополосные, с оптимизированным коэффициентом усиления, с оптимизированным значением F/B, и пр. Один из модулей программы также позволяет вводить текстовую информацию (ASCII) для программ моделирования YO, AO и MININEC. Это дает возможность дальнейшего изменения и манипулирования любым проектом из системной базы.

Модули для механического проектирования основаны на последнем опубликованном стандарте EIA/TIA-222-E, который является обновленной версией старого, известного как спецификация EIA RS-222-C. Принцип «поперечного потока» используется для определения влияния ветра на Yagi. В большинстве своем литература для радиолюбителей, также как и программы для механического проектирования для радиолюбителей используют принцип «переменной площади», который не имеет научного подтверждения (см. главу 13).

Программное обеспечение YAGI DESIGN состоит из нескольких модулей, которые коротко описаны. Каждый раз, когда вы выходите из модуля, вы можете сохранить результаты в рабочем файле, который вы можете затем вызвать, работая в любом другом модуле. С помощью модуля VIEW DATA FILES вы также можете просматривать содержимое рабочего файла в любое время.

3.1. Модуль Analyze.

Даже если вы очень хорошо знакомы с содержимым базы, просмотр всех данных о результатах и измерениях для выбора займет много времени. Опция основного меню Print Database выводит на печать содержимое всей базы, либо в виде таблицы (только основные характеристики) или можно сгенерировать развернутый отчет о всех Yagi (с двумя проектами на одну страницу, который представляет собой небольшой буклет объемом 50 страниц).



```
8579                     L - NETWORK DESIGN                       on4un
 Z-Input =    50.0 ohm     OUTPUT SWR =    3.22     FREQUENCY =    1.8 MHz

                    RECTANGULAR COORDINATES       POLAR COORDINATES
                     REAL PART       IMAG PART   MAGNITUDE         ANGLE
 IMPEDANCE (ohm):      22.00          -30.00       37.20           -53.75
 CURRENT (Amp)   :      1.00            0.00        1.00             0.00
 VOLTAGE (Volt)  :     22.00          -30.00       37.20           -53.75

                            Solution # 1
  IMPEDANCE SERIES ARM   :        5.2 ohm     ==>> INDUCTANCE   :    0.45 µH
  IMPEDANCE PARALLEL ARM:        44.3 ohm     ==>> INDUCTANCE   :    3.85 µH
  CURRENT (Amp)  :      0.44           -0.50        0.66           -48.45
  VOLTAGE (Volt) :     22.00          -24.82       33.17           -48.45

                            Solution # 2
  IMPEDANCE SERIES ARM   :       54.8 ohm     ==>> INDUCTANCE   :    4.77 µH
  IMPEDANCE PARALLEL ARM:       -44.3 ohm     ==>> CAPACITANCE  :    1962 pF
  CURRENT (Amp)  :      0.44            0.50        0.66            48.45
  VOLTAGE (Volt) :     22.00           24.82       33.17            48.45

          THE NETWORK HAS THE SHUNT ELEMENT ACROSS THE RESISTIVE INPUT
             THERE ARE TWO MORE SOLUTIONS. PRESS ANY KEY TO CONTINUE
```

Рис.4.3. Распечатка с экрана модуля L Network из ON4UN NEW LOW BAND SOFTWARE. Этот модуль очень интенсивно используется в главе 11. Все текущие значения (сопротивление, ток и напряжение) показаны в Декартовской системе координат (вида a+jb) и в системе полярных координат (вида $A\angle b^\circ$).

В модуле Analyze вы можете уточнить некоторые основные характеристики, такие как длина траверсы (выраженная либо в длинах волн, футах или метрах), минимальный коэффициент усиления, минимальное F/B, максимальный Q-фактор и пр. Программа автоматически выберет проект, отвечающий вашим критериям.

3.2. Синтез размеров.

Выберите модуль SELECT DESIGN. После того, как вы выбрали нужный проект из системной базы, на экране выведется все относящиеся к этому проекту данные: коэффициент усиления, сопротивление, F/B и пр. при частоте проекта и на 6 других частотах от +1.5 до –1.5% от частоты проекта.

Теперь вы должны ввести частоту проекта (например 14.2 MHz). После этого на экране появятся все синтезированные размеры Yagi для выбранной частоты проекта. «Синтезированные» означает, что длина элемента приводится как в дюймах, так и в сантиметрах и действительна для отношения диаметра элемента к длине волны, равном 0.0010527. Это не те размеры, которые мы используем для конструирования Yagi, поскольку элемент будет сделан телескопическим. На экране также будет также показана мнимая часть входного сопротивления, которое будет иметь вибратор на частоте проекта. Перечисленные позиции элементов используются без изменения при окончательном физическом проектировании.

3.3. Модуль Element Strength.

До того, как рассчитать действительную длину элементов Yagi с телескопическими элементами, мы должны сначала выбрать тип телескопа. Какие диаметры и длины необходимы, чтобы достичь требуемой прочности при минимальной стоимости, весе и прогибе элемента?

С помощью модуля Element Strength можно создать элементы требуемой прочности с минимальным весом. Можно задать до 9 секций с изменяющимся диаметром (этого количества секций достаточно даже для 80-метровой Yagi). Вводите длину (и перекрытие) различных секций и толщину стенок, и программа рассчитывает моменты изгиба в критических точках для каждой секции.

Модуль позволяет вам точно определить скорость ветра и интенсивность обледенения, а также внутреннюю нить подавления вибрации для нескольких типов алюминиевых сплавов.

3.4. Телескопический элемент.

Теперь настало время рассчитать действительную длину телескопических элементов. Мы придерживаемся таблицы диаметров и длин, имеющейся в модуле Element Strength. Для расчета действительной длины используется улучшенная версия известного алгоритма W2PV.

Можно использовать множество типов крепления элемента к траверсе (пластину, квадрат, L, прямоугольник и пр.). Эти параметры влияют на эквивалентную длину телескопических элементов.

3.5. Механическая балансировка Yagi.

Этот модуль выполняет следующие задачи.

3.5.1. Прочность траверсы.

Здесь рассчитывается необходимый диаметр траверсы и толщина стенок. Можно определить внешнюю трубку (или внутреннюю муфту) для усиления центральной части траверсы. Если траверса в центре разделена, то трубка или муфта должны будут принять все моменты изгиба.

На экране выводится воздействие материала на пластину крепления траверсы к мачте. Любые размеры можно изменять с клавиатуры, и мгновенно на экране появится изменившиеся значения воздействия.

3.5.2. Модуль Weight Balance.

Многие оптимизированные с помощью компьютера Yagi имеют непостоянное расстояние между элементами и, следовательно, вес на две половины бума распределяется неравномерно. Модуль Weight Balance сдвигает мачтовую пластину (точку присоединения) до тех пор, пока не будет достигнут идеальный баланс веса. Очень хорошо иметь Yagi со сбалансированным весом, когда крепишь ее на мачту.

3.5.3. Ветровая нагрузка Yagi.

Программа рассчитывает угол, при котором площадь ветровой нагрузки и ветровая нагрузка максимальны. Часто в литературе площадь ветровой нагрузки и ветровая нагрузка приводятся для угла ветра в 45 градусов (принимается, что угол ветра, дующего по направлению от траверсы, равен 0 градусов, а если ветер дует на траверсу, то его угол равен 90 градусов). Это неправильно, потому что наибольшая ветровая нагрузка возникает всегда, если ветер дует на траверсу, и если ветер дует на элементы. Если говорить о больших низкочастотных антеннах, то обычно вариант, когда ветер дует на элементы (угол ветра равен 0 градусов) дает наибольшую нагрузку. Если говорить о высокочастотных многоэлементных (например, 5-6 элементов для 10 или15 метровой Yagi) Yagi с длинной траверсой, то обычно траверса дает большую нагрузку, чем элементы. Ветровая нагрузка рассчитывается с приростом в 5 градусов, при заданной пользователем скорости ветра.

3.5.4. Балансировка момента вращения.

Баланс момента вращения дает гарантию, что ветер не произведет какого либо нежелательного вращения на мачту антенны. Этого можно достичь только при симметричной траверсе. Если мачтовая пластина находится не в центре траверсы, то необходимо установить «холостую траверсу» для компенсации ветровой нагрузки на разные половины траверсы. При необходимости, программа рассчитывает поверхность и положение холостой траверсы.

3.6. Ветровая площадь Yagi.

Определение площади ветровой нагрузки для Yagi часто является предметом затруднений. Ветровая нагрузка генерируется столкновением ветра с поверхностью, выставленной на ветер. Сила ветра складывается из динамического давления ветра умноженного на подвергаемую воздействию ветра поверхность, и так называемый коэффициент лобового сопротивления, который зависит от формы тела, на которое воздействует ветер. Сопротивление плоского тела ветру, конечно, отличается от сопротивления круглого тела. Это означает, что если мы рассчитываем или определяем площадь ветровой нагрузки для Yagi, то мы всегда должны уточнять, эквивалентна ли она поверхности воздействия ветра на плоскую пластину, либо это поверхность является суммой поверхностей всех элементов антенны. В последнем случае мы должны брать коэффициент лобового сопротивления равным 2.0, согласно последнему стандарту EIA/TIA-222-E, а в случае с (длинными и тонкими) трубками этот коэффициент должен быть равен 1.2. Таким образом, для Yagi, состоящей только из трубчатых элементов, площадь ветровой нагрузки плоской пластины должна быть меньше площадь ветровой нагрузки круглых элементов на 66.6% (2.0/1.2). Модуль WEIGHT BALANCE рассчитывает площадь ветровой нагрузки, как плоской пластины, так и круглых элементов антенны Yagi.

3.7. Согласование.

Программное обеспечение использует три широко применяемые системы согласования: **гамма, омега и hairpin**. При выборе системы гамма или омега, вам нужно будет ввести мощность антенны, поскольку программа рассчитывает напряжение и ток, проходящий через конденсатор (ы).

Если при заданных длине и диаметре элемента, и диаметре стержня гамма (омега) и расстоянии между ними (например, очень низкое сопротивление излучения и недостаточно отрицательно реактивное сопротивление) согласования не удалось достичь, то тогда программа оставляет за вами выбор либо изменить физические измерительные данные компонентов (диаметр стержня и расстояние между стержнем и элементами чтобы изменить пошаговый коэффициент системы), либо укоротить длину элемента, чтобы получить отрицательное реактивное сопротивление в точке питания (см. выше). В любом случае согласование будет достигнуто.

С согласованием hairpin процедура еще проще. Программа сообщит вам, насколько вы должны укоротить возбуждающий элемент (исходя из длины представленной в таблице под «общими измерениями») и насколько длинным будет hairpin.

Программа также выведет данные согласования с общей областью частот 3% (от –1.5 до +1.5 при частоте проекта шагом в 0.5%). Эти данные включают сопротивление антенны до согласования, сопротивление антенны после согласования и значение КСВ. Эти данные очень важны при оценке ширины полосы частот антенны.

3.8. Оптимизация согласования гамма (омега).

Возможно, вам захочется увидеть, дадут ли другие размеры (длина, расстояние между элементами, диаметр) вашей гамма (омега) системе более благоприятную согласующую систему компонентов.

Возможно, вы захотите «сбалансировать» кривую КСВ. В большинстве своем (но не всем) Yagi присуща ассиметричная кривая КСВ, что означает, что КСВ растет быстрее выше расчетной частоты, чем ниже ее. Если вы хотите, чтобы значения КСВ на обоих концах полосы частот были одинаковы, то, очевидно, что КСВ не будет равен 1:1 в центре частоты. Модуль Optimize Gamma/Omega позволяет изменять любые переменные согласующей системы, и тут же просматривать получившееся сопротивление на выходе и значение КСВ.

Также вы можете изменить гамма на омега и наоборот. Изменение переменных с клавиатуры имитирует согласование Yagi в реальности. Этот модуль также можно использовать для «балансировки» КСВ в заданном диапазоне частот.

3.9. Анализ линий передачи.

Проектируя Yagi нельзя забывать о линии передачи. Не имеет никакого смысла конструировать длинную, оптимизированную Yagi, в которой каждый дюйм металла «работает» на коэффициент усиления, а потом тратить половину длины траверсы, на использование посредственной линии передачи с потерями.

Модуль Feed Line Analysis оценивает работу линии передачи при соединении ее с Yagi по проекту. В программу заложены характеристики большинства используемых 50Ом коаксиальных кабелей (от RG-58 до 7/8 дюймовой жесткой лини), но вы можете задавать характеристики вашего кабеля и самостоятельно.

3.10. Расчет вращающихся мачт.

Слабым местом многих Yagi является поворот мачты антенны. Модуль MAST напряжения во вращающейся мачте, к которой может быть прикреплено до 10 антенн.

3.11. Утилиты.

3.11.1. Создание входных файлов для YO, MININEC и AO.

Популярные программы моделирования Yagi: YO, MININEC и AO, созданные Beezley (K6STI), требуют введения данных в формате текстовых файлов (файлы формата ASCII). Пакет программ YAGI DESIGN включает программы, которые автоматически создают текстовые файлы ввода в корректном формате для YO, MININEC и AO.

В случае с MININEC вы также можете создать решетку из двух антенн, которые должны быть идентичными (и возбуждаться в фазе), либо различаться (например, 15-метровая и 10-метровая Yagi). Таким образом, вы можете моделировать любой из 100 проектов из базы данных как в YO или MININEC, избавив себя от набора тех ужасных текстовых файлов с параметрами, в которых вы можете допустить ошибки.

3.11.2. Ваша собственная база данных.

Если вы хотите добавить ваши собственные проекты, пакет программного обеспечения снабжен пустой базой данных, которая может содержать до 100 антенн Yagi. С помощью модуля OWNDATA вы можете ввести все размеры и рабочие характеристики в свою базу данных.

NEW LOW BAND SOFTWARE можно приобрести на 3.5 дюймовой дискете в формате MS-DOS по адресу: J.Devoldere, ON4UN, Poelstraat 215, B9820 Merelbeke, Belgium, или G.Oliva, K2UO, 5 Windsor Dr, Eatontown, NJ 07724, USA.

Стоимость программного обеспечения: 65$+5$ за доставку. Только 100% предоплата. Форма заказа в конце этой книги.

БЛАГОДАРНОСТЬ K4VX. 2

1. ЦЕЛЬ СОЗДАНИЯ АНТЕНН. 2
1.1. Передающие антенны. 2
1.1.1. Желаемое направление излучения. 2
1.1.1.1. Горизонтальная направленность. 2
1.1.1.2. Вертикальная направленность. 3
1.1.2. Эффективность (КПД). 5
1.2. Приемные антенны. 5

2. ОПРЕДЕЛЕНИЯ. 6
2.1. Изотропная антенна. 6
2.2. Антенны в свободном пространстве. 6
2.3. Антенны над землей. 6
2.4. Коэффициент усиления антенны. 7
2.5. Отношение вперед-назад (F/B). 7
2.6. Сопротивление излучения. 9
2.7. Эффективность антенны (КПД). 9
2.8. Коэффициент стоячей волны (КСВ). 9
2.9. Ширина полосы частот. 10
2.10. Q фактор. 10
2.10.1. Эквивалентная схема антенны. 10
2.10.2. Эквивалентная линия передачи. 11

5. АНТЕННЫ: ОБЩИЕ ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Благодарность K4VX.

Lew Gordon, K4VX, не нуждается в представлении ни для проектировщиков и конструкторов антенн, ни для радиолюбителей.

Впервые я познакомился с Lew посредством его отличной программы для моделирования YAGIMAX, которая до сих пор пользуется популярностью. Когда, несколько лет назад, я перешел от страстного увлечения низкочастотными DXer к не менее страстному увлечению соревнованиями, мультиканальная станция Lew располагалась в Миссури, вместе со станциями W3LPL и K3LR, одними из выдающихся примеров станций для соревнований и конкурсные проекты антенн. И, наконец, лично я впервые встретился с Lew на Мировом Чемпионате Команд Радиолюбителей, проходящем в Сан Франциско летом 1996 года. Когда я попросил Lew написать несколько разделов этой книги, он воспринял мое предложение с энтузиазмом. Lew принимал участие в написании глав 5 и 6 этой новой книги.

Lew закончил университет со степенью в области физики. Он работал инженером ВЧ систем в правительстве США. Впервые он зарегистрировался как W9APY в 1947 году, он также имеет позывные WA4RPK и W4ZCY. Системы антенн Lew возле Ганнибал, Миссури, насчитывает около 10 мачт размером от 50 до 170 футов в высоту. Он считает себя больше участником контестов, чем DXer-ом, его общий DXCC составляет 322.

Спасибо тебе Lew за помощь и поддержку.

Термины и определения являются важными, как и все остальное в этой книге. Перед тем, как участвовать в обсуждении технических характеристик, необходимо убедиться, что вы разговариваете на одном языке. До того, как мы начали обсуждать, какая антенна лучше всего подходит для длинноволнового диапазона (этот вопрос может быть самым важным для большинства), мы определимся с тем, что мы хотим, чтобы антенна делала и как мы измерим ее характеристики.

Низкочастотные антенны являются одной из сфер для радиолюбителей, в которой конструирование в домашних условиях может заменить покупку антенны.

Все мои антенны были сделаны в домашних условиях. Мои гости часто спрашивают меня:

«Где вы покупаете детали?», или «Есть ли у вас робот, который делает всю механическую работу?».

Обычно я не покупаю детали. И у меня нет робота, я делаю все обычными инструментами. Но я и мои друзья, проектировщики и конструкторы антенн, всегда смотрим по сторонам в поисках деталей, которые могут пригодиться для следующего проекта.

Антенны. Мы постоянно обмениваемся чем-то с друзьями. Вместе с друзьями у нас есть реальные возможности сделать конструирование антенн легче. Это похоже на работу команды, в которой у каждого есть конкретная специализация.

Нельзя относиться к проектированию и конструированию низкочастотных антенн, как к простому руководству к действию. Это требует какого-то ноу-хау, хорошее воображение и изобретательность, а часто еще и организационные способности. Но в отличие от области приемников и радиопередатчиков, в которой мы как любители не имеем доступ к проектированию общепринятых схем и других специализированных деталей, антенны и системы антенн мы конструируем из подручных материалов.

Антенны являются той областью для радиолюбителей, где еще жив дух первооткрывателей. Большинство выдающихся систем низкочастотных антенн были созданы в тяжелой работе и гениальном проектировании небольшими группами очень увлеченных людей.

Некоторые из таких антенн описаны в этой книге. Это не значит, что в книге содержится пошаговое руководство, как проектировать эти антенны. Эта книга призвана стимулировать ваше воображение и направить новичка в области проектирования антенн на правильный путь.

ARRL Antenna Book [600] содержит много интересной и точной информации об антеннах. Главы книги, посвященные антеннам, освящают типичные аспекты в области низкочастотных антенн, и объясняют, как и почему работают известные типы антенн, и что мы можем сделать, чтобы добиться лучших результатов при заданных условиях.

1. Цель создания антенн.

1.1. Передающие антенны.

Передающая антенна должна излучать всю посылаемую ей радиочастотную энергию в заданном направлении под заданным углом (направленность).

1.1.1. Желаемое направление излучения.

1.1.1.1. Горизонтальная направленность.

Из первой главы мы узнали, что пути распространения сигналов на низких частотах очень часто отклоняются от теоретического направления большого круга. Это особенно имеет значение для путей, проходящих через или очень рядом с овалом авроры (с Западного Побережья США до Европы). Этот факт мы должны принять во внимание, если собираемся конструировать антенну с фиксированным направлением. Для путей вблизи обоих полушарий, направление сигнала может изменяться до 180°в зависимости от времени года. Все это необходимо учитывать при проектировании системы антенн. Системы вращения обеспечат хорошую подвижность, говоря о горизонтальной направленности.

Стоит подчеркнуть, что термин горизонтальная направленность на самом деле не имеет смысла без дальнейшего определения. Нулевой угол распространения волны (параллельно горизонту) очень редко используют, поскольку на практике антенны, расположенные над реально проводящей землей, не посылают сигнал под нулевым углом. Этот вопрос важен при проектировании и моделировании антенны. Было бы идеальным вариантом спроектировать антенну, которая концентрирует передающую энергию при относительно малом угле распространения, демонстрируя наивысшую степень подавления сзади и при намного больших углах, чтобы достичь максимального подавления сильного местного сигнала, который, как правило, идет под большим углом.

В общем, горизонтальная направленность должна определяться для заданного угла возвышения. Антенна может иметь различные азимутальные характеристики направленности при различных углах возвышения. Далее мы увидим, что очень низкий диполь излучает большую часть своей энергии под 90° (угол зенита), и не имеет никакой направленности при больших углах распространения волны (от 60 до 90°). Эта же антенна, на такой же высоте, демонстрирует четкую направленность (практически никакого сигнала на концах диполя) при очень низких углах излучения, но практически не излучает при всех этих низких углах излучения. Эти вопросы должны быть четко разложены по полочкам у вас в голове, если вы хотите понять диаграммы направленности антенн.

1.1.1.2. Вертикальная направленность.

Еще несколько лет назад мы в основном использовали различные программы для изучения прохождения сигнала. D.Straw, N6BV, использовал IONCAP (Ionospheres Communication Analysis and Prediction Program) для расчета угла распространения волны при различных путях передачи сигнала в радиолюбительских диапазонах. В основе этой программы лежит большая база данных, содержащая данные более чем за 35 лет. Краткая информация об углах распространения волн представлена в **таблице 5.1**. На **рис.5.1** показано распределение углов распространения для нескольких общепринятых путей распространения, основанное на средних данных для различного типа солнечной активности и времени года и суток дня.

В литературе для радиолюбителей очень мало написано об оптимальных углах распространения волны для заданных путей распространения в длинноволновом диапазоне. Результаты испытаний между Англией и Северной Америкой долго использовали для определения углов распространения волны для 80 и 40 метров.

Прогнозируемые углы распространения волны оказались выше, чем результаты рассчитанные в IONCAP. И нет никакой информации о 160 метрах.

В профессиональной литературе описываются исследования около максимально применимой частоты (МПЧ). В коммерческих целях, работать рядом с МПЧ очень выгодно. Поскольку мы являемся любителями, и занимаемся дальним радиообменом в длинноволновом диапазоне, мы, конечно, не работаем рядом с МПЧ по многим причинам. Мы работаем намного ниже МПЧ и оптимальной частоты передачи, а во многих случаях рядом с минимально применимой частотой.

Существует набор оптимальных углов распространения волны для различных направлений и разных путей, и они не одинаковы для трех длинноволновых диапазонов. Ознакомившись с данными в **табл. 5.1**, мы можем представить угол распространения волны для низких частот следующим образом:

Таблица 5.1. Границы углов излучения для 40 и 80 метров для разных путей.

Значения являются средними по циклу солнечной активности и по времени года. Цифры в скобках обозначают самый распространенный угол излучения (пиковое значение в распределении)

Начало пути	Конец пути	40 метров	80 метров
Западная Европа (Бельгия)	Южная Африка	6-13(11)	10-19(15)
	Япония	3-15(9)	11-17(12)
	Океания	5-10(10)	нет данных
	Южная	9-19(15)	13-18(15)1
	АзияСША(W1-W6)	3-18(14)	5-25(18)
	Южная Америка	10-18(18)	10-17(15)
США (восточное побережье)	Южная Африка	8-18(12)	10-18(10 и 18)
	Япония	10-15(12)	10-18(12)
	Океания	4-10(10)	6-7(7)
	Южная Азия	10-15(10)	10-18(10 и 18)
	Южная Америка	6-14(10)	10-19(15)
	Европа	6-20(15)	16-26(20)
США (средний запад)	Южная Африка	10-14(10)	10
	Япония	3-17(13)	10-27(10)
	Океания	5-10(10)	5-10(10)
	Южная Азия	8-14(10)	нет данных
	Южная Америка	7-13(8)	8-15(12)
	Европа	3-19(16)	13-32(13)
США (западное побережье)	Южная Африка	5-10(10)	нет данных
	Япония	5-19(11)	11-27(14)
	Океания	8-14(10)	10-14(10)
	Южная Азия	7-14(10)	10-11(10)
	Южная Америка	5-15(10)	10-12(11)
	Европа	4-16(11)	8-18(9)

40 метров.

Для большинства путей оптимальным является среднее значение угла распространения между 10 и 15°. Диполь или Yagi (или квадрат) на высоте 1λ (40 м) работает под углом излучения приблизительно равным 15°.

Для данной высоты (40 метров) это значение является оптимальным. Однако, если вы можете поставить антенну только на высоту 24 метра (0,6 λ), потери при угле распространения в 15°(по сравнению с высотой 40 м) составят примерно 1,5 дБ. Это различие в величине сигнала сохраняется при очень малых углах излучения (например при 5°). Такие же низкие значения угла излучения можно достичь, если установить антенну над хорошо проводящей землей, используя много длинных противовесов, либо ус- тановив вертикальные антенны длиной ½ λ или 5/8 λ над очень хорошо проводящей землей, и опять же используя много длинных противовесов (см. главу 10 и 11).

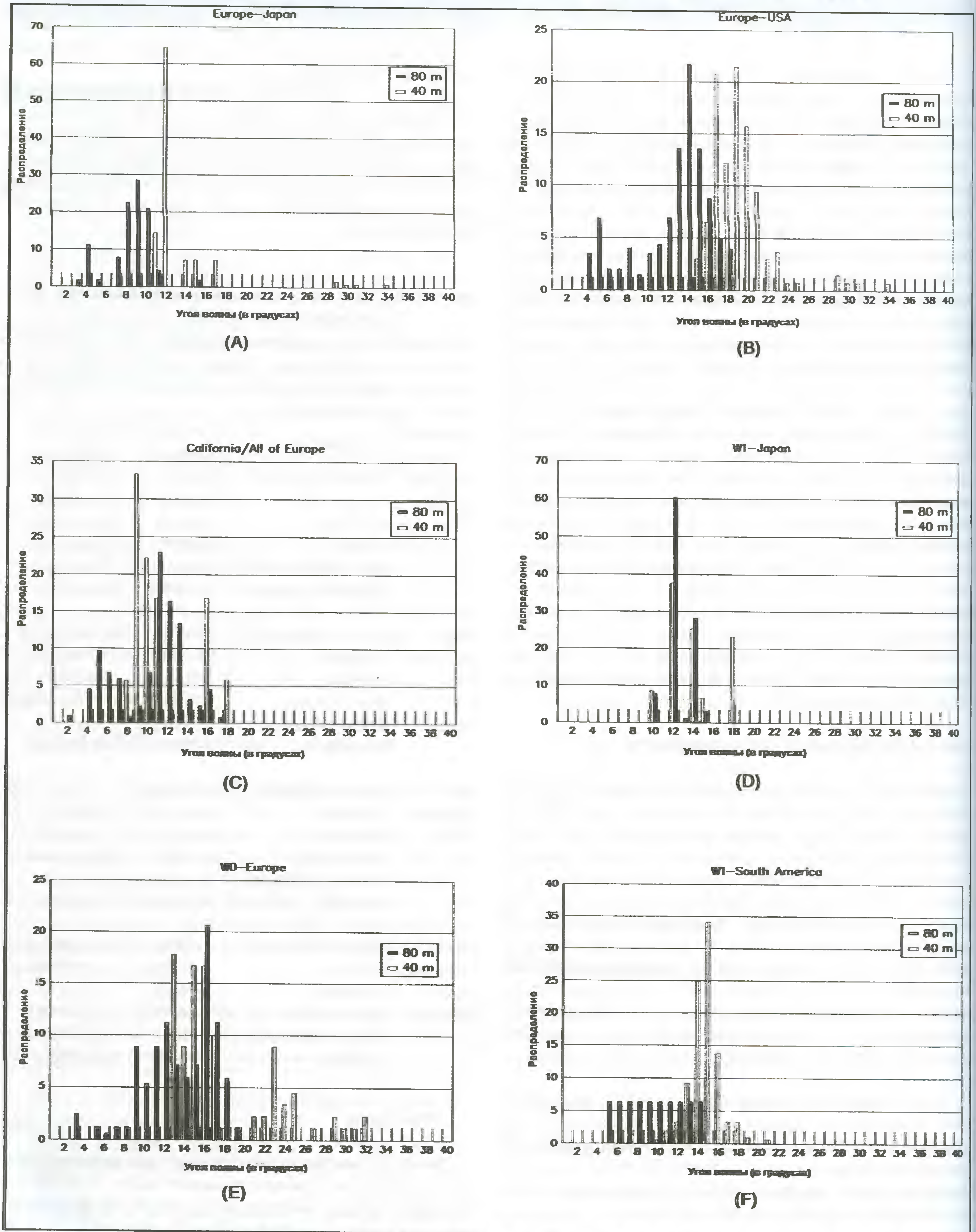


Рис.5.1. Распределение угла распространения волны для нескольких общепринятых путей на 80 и 40 метрах. Заметьте, что распределение не является Гауссовским. Это из-за того, что здесь задействованы многие механизмы, которые, в конечном счете, не взаимосвязаны друг с другом.

Вывод: для горизонтально поляризованных антенн оптимальная высота находится на 40 метрах (1λ), минимальная высота для нужного излучения под малым углом составляет 20 м (0,5λ). Расположение вертикальных антенн и вертикальных антенных решеток над хорошо или очень хорошо проводящей землей помогает снизить угол излучения (см. главу 9). Если отражающая почва имеет низкую проводимость, то лучше отойти от вертикальных антенн и попробовать горизонтальные антенны.

80 метров.

Анализ IONOCAP показал, что DX пути проходят под углом между 15 и 20° для Европы и Восточного Побережья США и 10-15° для Центрального и Западного Побережья США. Горизонтально поляризованные антенны нельзя установить довольно высоко: 40 метров (1/2λ) являются минимумом (угол излучения равен приблизительно 25 градусам), но нам известна 80-метровая Yagi, установленная на высоте 30 метров и прекрасно работающая. Четвертьволновые вертикальные антенны, установленные над землей с хорошей и отличной проводимостью также могут достичь идеального значения угла излучения для DXing на 80 метрах. Если проводимость вашей земли низкая, то вы можете добиться лучших результатов, используя высокую горизонтально поляризованную антенну.

Известно, что любая энергия, исходящая под углом более 35° потрачена впустую, по крайней мере, если вы хотите работать на длинные расстояния.

Тем не менее, многие DX операторы определили опытным путем, что при определенных обстоятельствах, относительно низкий диполь (например, высотой 25 метров, работающий под углом около 60°), производит сигналы на DX лучше, чем излучатель под низким углом.

Причины этих обстоятельств описаны в главе 1 и называются средой с волноводным распространением. Это явление больше выражено на самых высоких частотах. И даже диполь еще ниже (например, на высоте 12 м), с основным углом излучения 90°(угол зенита) сделает тоже самое. На **рис.5.2** изображены диаграммы направленности в вертикальной плоскости диполей высотой 12, 14, 20, 25 и 30 м. Для излучения под углом 60 и 70° все эти диполи производят почти равные сигналы, за исключением диполя на высоте30 м, который явно работает хуже под этими большими углами. Здесь вполне достаточно 12-м высоты диполя.

Вывод: старая поговорка гласит: «Ты не можешь иметь столько антенн, сколько тебе нужно». И это правда. Кроме того, эффективный излучатель с малым углом (15-25°) несомненно, является очень хорошим дополнением к антенне с большим углом. Тем не менее, многие DX-мены пришли к мнению, что, в среднем, антенна с малым углом излучения сработает лучше излучателя с большим углом излучения в 95-98% случаев.

160 метров.

В данном случае большинство из нас может выбрать между антенной, излучающей прямо вверх (горизонтальный диполь или инвертированный V диполь, которые даже при 30 м (100 футов) высоты имеют угол излучения 90°), и вертикальной антенной (может быть укорочена) с довольно малым углом излучения (20-40° в зависимости от качества почвы). Это означает, что у нас есть небольшой шанс ощутить разницу в силе сигнала под разными углами излучения. Антенна с малым углом излучения в данном случае будет лучшим вариантом в 99% случаев. И снова, (даже более, чем на 80 метрах) есть исключения, когда необходим большой угол излучения для запуска механизма волноводного распространения, при котором по линии горизонта передаются сигналы намного сильнее, чем при использовании антенны с низким углом излучения.

1.1.2. Эффективность (КПД).

Эффективность передающей антенны определяется отношением мощности, излучаемой антенной, к мощности, подводимой к ней. Любая, не излученная энергия, перейдет в тепло в частях антенны, имеющих потери. Очевидно, что для передающей антенны эффективность (КПД) излучения является основным параметром.

1.2. Приемные антенны.

Для приемной антенны требования немного отличаются. Здесь мы уже ждем от антенны, что она будет принимать

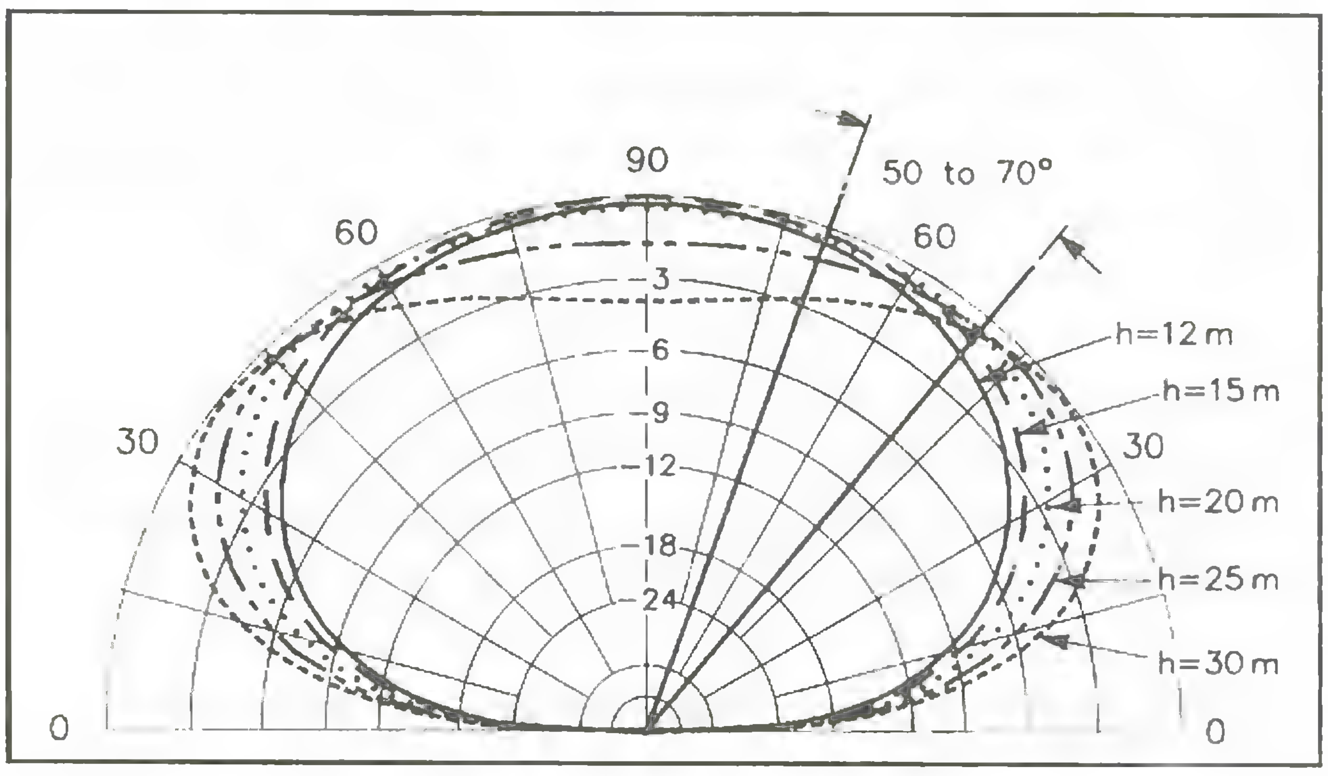


Рис.5.2. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости низких диполей. Высоты 12-метров диполя достаточно для оптимального приема сигнала, приходящего под углом 60-70°.

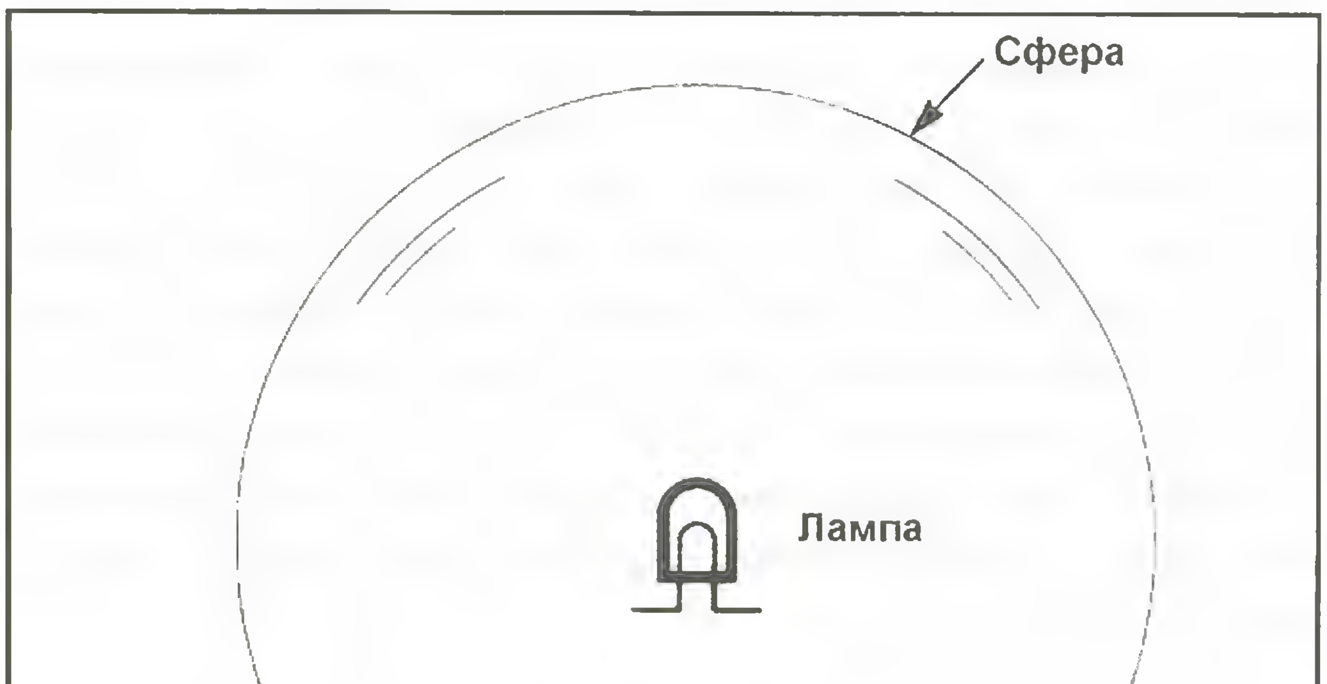


Рис.5.3. На этом рисунке изотропная антенна представлена в виде маленькой лампы в центре большой сферы. Лампа облучает сферу одинаково в каждой ее точке.

сигналы только с заданного направления и под заданным углом (направленность). И мы предполагаем, что антенна будет создавать сигналы в значительной степени сильнее, чем внутренний генерируемый шум приемника, с учетом потерь в согласующих схемах и линиях питания. Таким образом, эффективность приемной антенны не является первоочередным требованием. Важным показателем хорошей приемной антенны является ее направленность, ее способность менять очень быстро направление.

В большинстве приложений для радиолюбителей передающая антенна используется как приемная антенна, и передающие требования антенны более значимы, чем приемные требования. В длинноволновом диапазоне, тем не менее, в основном используют специальные приемные антенны (см. главу 7).

2. Определения.

2.1. Изотропная антенна.

Изотропная антенна это существующая только в теории антенна бесконечно малых размеров, излучающая одинаковый по силе сигнал во всех направлениях. Принцип ее действия можно понять, представив маленькую лампочку одинаково освещающую каждую точку внутри сферы. Изотропная антенна часто используется для сравнения коэффициента усиления, выраженного в децибелах по отношению к изотропному излучателю (dBi).

Диаграмма излучения для изотропной антенны сферическая, по определению. dBi – это, ни много, ни мало, удобная аббревиатура для выражения мощности на единицу площади, охватывающей сферу.

2.2. Антенны в свободном пространстве.

Свободное пространство представляет собой условия, при которых нет земли или любых других проводников, взаимодействующих с излучением антенны. На практике, такие условия достигаются только при высоких и ультра высоких частотах, когда обычно используются очень высокие антенны (в длинах волн). Каждая реальная антенна имеет некоторую степень направленности и, если ее расположить в центре большой сферы, «освещает» некоторые области лучше, чем другие. Говоря терминами антенн: Антенна излучает энергию лучше в определенных направлениях. Максимальное излучение диполь имеет под прямым углом к проводу, и минимальное вдоль диполя. Такой диполь в свободном пространстве имеет коэффициент усиления 2,15 dB по отношению к изотропному излучателю (2.15 dBi).

Диаграммы направленности представляют собой геометрическое место всех точек на заданной плоскости, имеющих одинаковую напряженность поля.

На **рис.5.4** представлены диаграммы направленности диполя в свободном пространстве, как видно из рисунка, трехмерная диаграмма и диаграммы в двух плоскостях, в плоскости через провод и в плоскости перпендикулярной к проводу.

2.3. Антенны над землей.

В реальной жизни, антенны устанавливаются рядом с землей. Мы можем наглядно представить себе это, разрезав сферу наполовину с помощью металлической пластины, проходящей через центр сферы. Эта пластина имитирует землю, как идеальный электрический отражатель. На рис 5-5 показано, что происходит с антенной рядом с землей: прямые и отраженные волны взаимодействуют между собой, излучение распределяется неравномерно в разных точках и под разными углами. Под определенными углами фазы прямых и отраженных волн совпадут, и они усилят действие друг друга. Поле излучения удвоится, что соответствует коэффициенту усиления 6 dB. Над землей диаграммы направленности рассматривают в двух плоскостях: в вертикальной (плоскость перпендикулярна земле) и горизонтальной (плоскость параллельна земле). Последние очень редко используются, поскольку на практике антенны установленные над землей не излучают под нулевым углом.

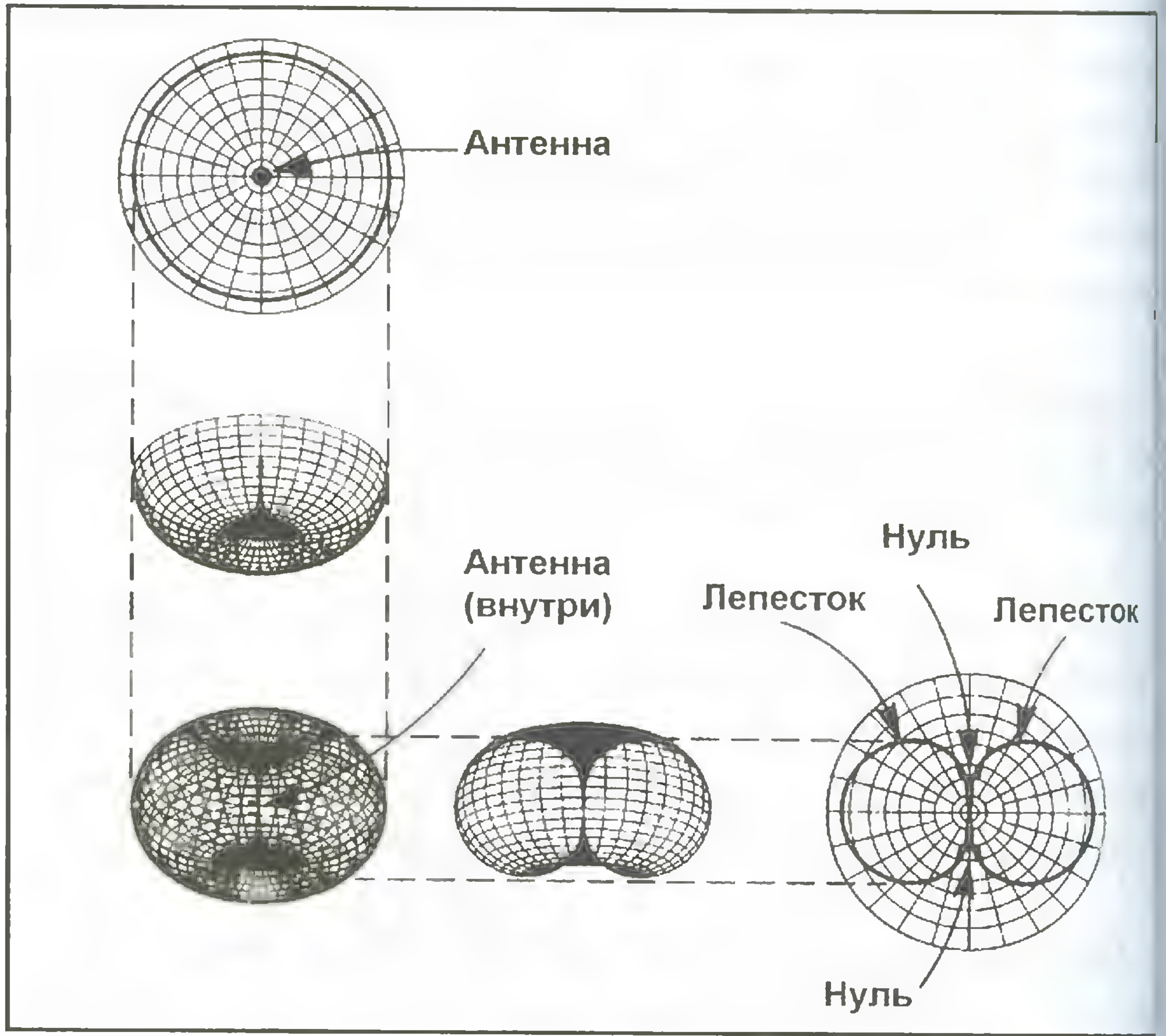


Рис. 5.4. Диаграммы направленности в вертикальной (слева) и горизонтальной (справа) плоскостях, полученные из трехмерной диаграммы горизонтального диполя.

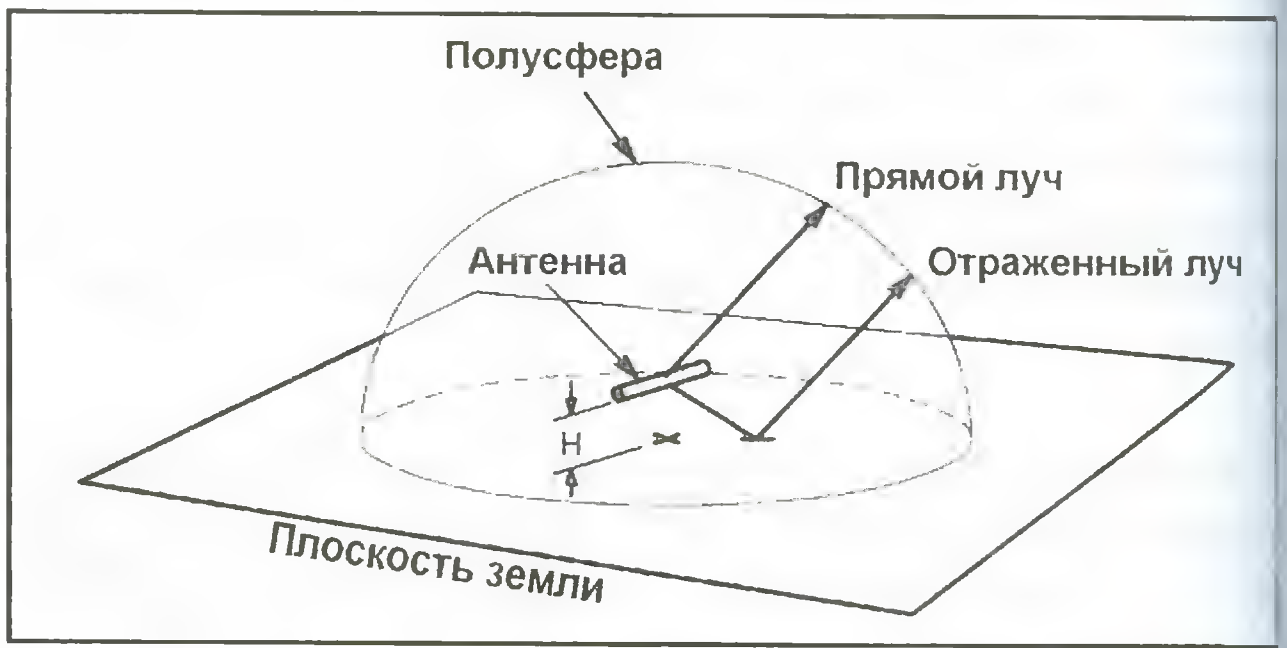


Рис.5.5. Эффект земли имитируется в сфере путем установки поверхности (отражающая поверхность земли), проходящей через центр сферы. Поскольку в этом случае антенна облучает только половину поверхности, то общее поле излучения в половине сферы удваивается. Это означает, что отражение от земли может увеличить сигнал на 6 dB, по сравнению с сигналом в свободном пространстве. На практике коэффициент усиления меньше, потому что часть энергии RF поглощается в (плохо проводящей) земле.

Так называемая горизонтальная направленность должна в любом случае на практике быть определена как направленность в плоскости, проходящей под определенным углом к горизонту (обычно главный угол волны).

Антенны в длинноволновом диапазоне всегда используют реально проводящую землю. В случае с реально проводящей землей вышеназванный коэффициент усиления 6 dB будет меньше, поскольку часть мощности будет рассеиваться в земле с большими потерями. Для оценки, мы используем идеально проводящую землю, представляющую бесконечно большой идеальный отражатель.

Реально проводящая земля имеет различные проводимости и диэлектрические постоянные. В этой книге часто будет упоминаться различные качества реально проводящей земли, перечисленные в т**аблице 5.2**.

Таблица 5.2 Показатели электропроводности и диэлектрические константы для распространенных типов почвы.

Тип поверхности	Диэлектрич.постоянная	Проводимость (mS/m)	Качество
Пресная вода	80	1,0	
Соленая вода	81	5000,0	Морская поверхность
Пастбища, невысокие холмы, плодородная почва	20	30,3	Очень хорошая
Пастбища, невысокие холмы, плодородная почва	14	10,0	Хорошая
Равнина, болотистая почвагустые леса	12	7,5	
Пастбища, средние холмы, лесопосадки	13	6,0	
Пастбища, средние холмы, лесопосадкиТяжелые почвы	13	5,0	Средняя
Скалистые почвы, высокие холмы	12-14	2,0	Бедная
Песчаные почвы, пустынные равнины, побережье	10	2,0	
Города, промышленные застройки	5	1,0	Очень бедная
Города, плотная застройка	3	0,1	Крайне бедная
Эти определения используются на протяжении всей книги			

2.4. Коэффициент усиления антенны.

Коэффициент усиления антенны представляет собой меру ее способности к концентрации излучаемой энергии в определенном направлении. Коэффициент усиления антенны выражается в децибелах, аббревиатура dB. Он показывает нам насколько оцениваемая нами антенна лучше эталонной антенны при конкретных условиях. Вот здесь то и начинаются антенные дебри. Обычно, и изотропная антенна и реальный диполь используются в качестве эталонных антенн. В предыдущем случае коэффициент усиления выражался в dBi, в последнем случае в dBd. Но это только часть истории. Мы можем взять для сравнения антенну в свободном пространстве, над идеально проводящей землей и реально проводящей землей. Единственная ситуация, которая делает возможным сравнение в общей системе показателей, это свободное пространство. Всегда можно сравнить dBi в свободном пространстве; здесь не существует никакого отражения, увеличивающего коэффициент усиления.

Очень часто производители антенн рассчитывают коэффициент усиления, учитывая отражение земли, а часто просто не принимая это во внимание. В этой книге мы всегда будем считать коэффициент усиления в dBi, в свободном пространстве. [688]

Вы могли бы возразить, почему мы не используем антенну над реально проводящей землей, такую как диполь, в качестве эталонной антенны, поскольку изотропная антенна существует только в теории, а полуволновой диполь существует. Сравнивая коэффициенты усиления, мы на самом деле сравниваем напряженность поля исследуемой антенны и эталонной антенны. С изотропной антенной все понятно: она излучает одинаково во всех направлениях и ее трехмерная диаграмма излучения представляет собой сферу. А если в качестве эталона взять диполь? Коэффициент усиления диполя в свободном пространстве по отношению к изотропному излучателю равен 2.15 dBi.

Но это не означает, что в действительности диполь имеет коэффициент усиления в 2.15 dBi. Это значит только то, что коэффициент усиления диполя в свободном пространстве (это нереальные условия, потому что ничто нереально в свободном пространстве) составляет 2.15 dB по отношению к изотропному излучателю. Если мы поместим диполь над идеально проводящей землей, коэффициент усиления вдруг окажется 8.15 dBi. Он увеличился на 6 dBi, излучая энергию в половине сферы, вместо полной сферы в случае теоретического свободного пространства. С землей проводимостью меньше чем у идеальной часть энергии остается в земле, и добавка усиления из-за отражения от земли будет меньше 6 dB. Таким образом, становится понятным, что единственным способом сравнения коэффициентов усиления антенн является показатель в dBi, изотропная антенна (в свободном пространстве) являющаяся единственным универсальным эталонной антенной, на которую не влияют высота и условия земли.

2.5. Отношение вперед-назад (F/B).

Поскольку это тоже коэффициент (как коэффициент усиления), мы его тоже измеряем в децибелах. F/B показатель, выражающий способность антенны излучать минимум энергии в противоположном относительно максимального направлении.

F/B в свободном пространстве всегда измеряется при нулевом угле волны. Над землей F/B зависит от вертикального угла излучения. В большинстве случаев горизонтальная диаграмма излучения антенны над реально проводящей землей на самом деле не диаграмма в горизонтальной плоскости, а в плоскости, которая соответствует главному углу волны.

Если мы посмотрим на задний лепесток диаграммы излучения под этим углом, все может быть нормально, но в то же время может быть значительный задний лепесток под намного отличающимися углами.

С появлением и широким использованием программ моделирования, особенно некоторых программ оптимизации, начались гонки за самым нелепым значением F/B. Давайте не будем забывать: математика сама по себе, антенны сами по себе. Вообще-то возможно рассчитать антенну с F/B, например, 70 dB, в определенном направлении под конкретным углом волны.

Но на этом все остановится. Один градус ниже, и отражение может упасть до 40 или 50 dB. Когда понимаешь суть физического явления, которое за всем этим стоит, становится понятным, что F/B выше определенного уровня, (может 35dB), не имеет смысла.

Геометрия отношения вперед-назад.

Раньше, отношение F/B обычно определялось в геометрическом смысле: излучение под углом в 180° от направления главного лепестка антенны. В то же время мы сравниваем «переднюю» мощность под главным (передним) углом излучения с мощностью излучения под тем же самым углом в обратном направлении.

F/B – это свойство, которое мы используем в реальном мире для борьбы с нежелательными сигналами, приходящими из других направлений. Маловероятно, чтобы нежелательные сигналы генерировались именно под углом 180°от направления главного луча или под тем же углом излучения, но в обратном направлении. Следовательно, геометрическое определение F/B можно сразу исключить как значимый способ определения способности антенны бороться против нежелательных сигналов.

Среднее значение F/B (интегральное F/B) или F/R.

Среднее значение F/B можно определить как среднее значение F/B измеренное (или рассчитанное) в заданном секторе обратных углов (как в горизонтальной, так и вертикальной плоскостях). В главе 7 (Специальные приемные антенны), я использовал это понятие для оценки различных антенн.

Отношение F/B в наихудшем лепестке.

Другой путь подсчета значения F/B заключается в расчете отношения мощности в направлении максимального излучения к мощности в наихудшем лепестке задней части диаграммы направленности антенны.

F/B и коэффициент усиления.

Существует ли связь между коэффициентом усиления и F/B? Давайте представим трехмерную диаграмму излучения Yagi. Передний лепесток похож на длинную вытянутую грушу, а задний лепесток (давайте представим на время что у нас только один задний лепесток) – намного меньшую грушу. Антенна находится на пересечении оснований двух груш. Объем двух груш (общий объем трехмерной диаграммы излучения) зависит только от мощности питания антенны. При увеличении мощности объем обеих груш увеличивается в той же самой пропорции. Давайте будем понимать под F/B отношение мощности излучения назад к мощности излучения вперед. То есть, F/B пропорционален отношению объемов двух груш.

Изменяя конструкцию антенны (длину элементов или позиции элементов) мы меняем размер и форму двух груш, но пока мощность питания одна и та же, сумма объемов двух груш всегда останется неизменной. Это как если бы два тела грушевидной формы соединялись трубкой, и были заполнены жидкостью. Изменяя конструкцию антенны мы только передвигаем жидкость из одной груши в другую Если бы антенна была изотропной, тело излучения имело бы форму сферы, имеющей суммарный объем двух груш.

Предположим, что мы имеем мощность в 100W и 10% мощности находится в заднем лепестке антенны. F/B будет равно 10 * log (10/1) = 10 dB. Девяносто процентов мощности можно использовать для создания переднего лепестка.

Давайте перейдем ко второй ситуации, когда только 0,1% мощности используется в заднем лепестке. F/B будет равно 10 * log (100/0.1) = 30 dB. Теперь мы имеем 99,9% мощности для использования в переднем лепестке.

Дополнительное усиление антенны, использующей в переднем лепестке 99,9W вместо 90W, будет равно 10 log (99.9/90) = 0,45 dB. Переход от антенны со скромным значением F/B (10 dB) к антенне с предельным отношением F/B (30 dB) даст нам увеличение коэффициента усиления на 0,45 dB, обеспеченная тем, что высвобожденная жидкость используется для удлинения большой груши.

Механизм получения коэффициента усиления и F/B намного сложнее, чем это описано выше. Я только пытаюсь объяснить, что оптимизация антенны по значению F/B не обязательно означает, что значение коэффициента усиления для этой антенны будет тоже оптимизировано. Единственное что можно сказать с уверенностью, это то, что антенна с высоким значением коэффициента усиления всегда имеет узкий передний лепесток.

Нельзя сконцентрировать энергию в одном направлении, не взяв ее из других направлений. Дальше мы убедимся, что Yagi с максимальным значением коэффициента усиления имеют узкий передний лепесток, но часто низкое значение F/B. В пример можно привести высокодобротную трехэлементную Yagi, оптимизированную по коэффициенту усиления.

Вывод: Не существует простой взаимосвязи между отношением F/B и коэффициентом усиления антенны.

2.6. Сопротивление излучения.

Сопротивление излучения (относительно к конкретной точке в антенной системе) это сопротивление которое, будучи установленным в этой точке, рассеивает такую же энергию, которую в действительности излучала бы антенна. Другими словами, сопротивление излучения это общая мощность излучения разделенная на квадрат тока в некоторой точке системы. Однако, это определение не устанавливает положение точки возбуждения антенны. Существует два пути для определения сопротивления излучения:

- антенна, возбуждаемая в максимуме тока

$$R_{rad(I)}$$

- антенна, возбуждаемая в основании между самым нижним концом антенны и землей

$$R_{rad(B)}$$

$R_{rad(I)} = R_{rad(B)}$ для вертикальных полуволновых антенн и короче $R_{rad(B)}$ это сопротивление излучения, которое используют во всех расчетах эффективности для вертикальных антенн.

На **рис.9.10** изображено сопротивление излучения в соответствии с обоими определениями для четырех типов вертикальных антенн:

- короткая вертикальная антенна (< 90°);
- четвертьволновая вертикальная антенна;
- 3/8 λ вертикальная антенна (135°);
- ½ λ вертикальная антенна.

2.7. Эффективность антенны (КПД).

Эффективность антенны рассчитывается следующим образом:

$$Eff = R_{rad} / (R_{rad(B)} + R_{loss}),$$

где $R_{rad(B)}$ – сопротивление излучения антенны, определенное в разделе 2.6, R_{loss} – эквивалентное сопротивление потерь всех элементов антенны (резистивные потери, диэлектрические потери, потери земли и пр.) соответствующее той же точке, что и R_{rad}.

2.8. Коэффициент стоячей волны (КСВ).

КСВ показывает, насколько хорошо входное сопротивление в точке возбуждения согласуется с волновым сопротивлением линии передачи. Если линию передачи с волновым сопротивлением 50 Ом подключить к нагрузке 50 Ом, то сопротивление в любой точке кабеля, также как и сопротивление на конце кабеля (любой длины) будет 50 Ом.

Если сопротивление той же линии передачи будет отличным от 50 Ом, то сопротивление в различных точках по длине кабеля будет изменяться. КСВ показывает степень согласования между линией передачи и нагрузкой.

Изменение длины линии передачи не меняет ничего касающегося КСВ на линии (кроме небольших изменений из-за потерь в линии передачи). Единственно, что изменяется, так это сопротивление на входе линии.

Если при изменении длины линии (плавно) изменяется значение КСВ на КСВ-метре, то ваш КСВ-метр показывает не правильно значения (многие КСВ-метры подпадают под эту категорию). Это хорошая проверка вашего КСВ-метра. Вставьте короткий кабель между концом линии питания антенны и КСВ-метром (несколько футов).

Если значения КСВ изменяются, отбросьте КСВ-метр, или просто используйте его в качестве относительного выхода и КСВ индикатора, но не используйте его, для получения правильных значений КСВ.

Только когда есть ток вне экрана коаксиального кабеля, изменение положения линии может изменить значение КСВ (см. главу 6). Вот почему нам необходимо симметрирующее устройство для питания сбалансированных точек питания с коаксиальным кабелем.

Токовые симметрирующие устройства являются хорошей идеей для установки в любой коаксиальной линии питания. Каждый может установить токовое симметрирующее устройство (например, короткий отрезок коаксиального кабеля вставленный в 50 или 100 ферритовых колец) в КСВ-метр. Если это устройство изменяет значение КСВ, измеренное с помощью КСВ-метра, то это показывает, что часть высокочастотных токов протекают вне коаксиального кабеля.

Изменение длины линии питания антенны никогда не повлечет изменения в работе антенны. Линия передачи является элементом, который не излучает. Хотя, изменение длины линии передачи может повлиять на трансформацию входного сопротивления. КСВ в линии передачи никак не связан с характеристиками излучения антенны. КСВ антенны не существует. Существует КСВ в линии передачи, возбуждающей антенну.

Идеальное согласование соответствует значению КСВ 1. Почему мы стремимся к значению КСВ 1или самому низкому значению КСВ?

- Это дает необходимое значение сопротивления: Понятно, что если мы хотим использовать линию в качестве трансформатора сопротивлений, мы бы хотели чтобы все линии передачи имели значение КСВ 1. Этот вариант был бы оптимальным, поскольку сопротивление нагрузки (50 Ом) для транзисторных приемопередатчиков идеально подходит.

- Минимизирует потери: Все линии передачи имеют неустранимые потери. Эти потери минимальны, когда линия передачи работает в режиме бегущей волны (КСВ = 1) и увеличиваются с увеличением КСВ. В длинноволновом диапазоне это редко будет являться критерием работы с очень низким КСВ, потому что номинальные потери в этом диапазоне незначительны до тех пор, пока не используются очень длинные линии.

Значение КСВ описывает взаимоотношение между антенной (нагрузкой) и линией передачи. Оно не характеризует внутренние свойства антенны (излучение).

Для многих радиолюбителей КСВ является единственной величиной, которую они способны измерить. Измерение коэффициента усиления и отношения F/B с любой степенью точности невозможно для большинства из них. Поэтому большинство радиолюбителей обращают внимание только на КСВ.

Допустимые значения КСВ в линии зависят от:

- Дополнительного затухания, вызванного КСВ: другими словами, качеством линии передачи. Линия передачи хорошего качества может допустить большее значение КСВ с точки зрения дополнительных потерь, чем линия передачи посредственного качества.
- Значения КСВ, при котором может работать приемопередатчик или линейный усилитель
- От мощности линии передачи конкретных физических размеров (для заданной мощности больший коаксиальный кабель выдерживает большие значения КСВ без пробоя, в отличие от меньшего по размерам коаксиального кабеля).

Необходимо заметить, что линия передач плохого качества (небольшой кабель с присущими ему высокими потерями) при нагрузке, отличающейся от характеристического сопротивления, даст на входе меньшее значение КСВ, чем при использовании кабеля хорошего качества (небольшие потери и пр.). Помните, что очень длинный коаксиальный кабель низкого качества (с высокими потерями) нагруженный, открытый или закороченный на конце, покажет на входе значение КСВ 1 (идеальное значение для искусственной нагрузки).

Обычно на практике значение КСВ ограничивается 2. Понятно, что с точки зрения потерь, большие значения допустимы для низких частот. Коаксиальные линии передачи, используемые в системах питания многоэлементных антенных решеток, иногда работают со значением КСВ 10!

Антенный тюнер всегда можно использовать при таком значении КСВ на краях диапазона, что КСВ приемопередатчика или усилителя будет иметь гораздо меньшее значение (обычно 2). Запомните, что антенный тюнер не изменит КСВ в линии; он только преобразует сопротивление, существующее на входе линии и представит приемопередатчик (или линейный усилитель) с приемлемыми или лучшими значениями КСВ. Поскольку этот подход можно использовать в длинноволновом диапазоне, я настойчиво предлагаю не использовать его на высоких частотах, поскольку дополнительные потери на линии из-за КСВ могут стать значительными.

2.9. Ширина полосы частот.

Ширина полосы частот антенны – это разница между максимальной и минимальной частотами, при которых достигаются конкретные характеристики или работа антенны отвечает определенным требованиям. Это может быть коэффициент усиления, отношение F/B или КСВ. В этой книге, ширина полосы частот относится к ширине полосы частот по заданному уровню КСВ, если не определено иначе. В большинстве случаев ширина полосы частот определяется по значению КСВ, равному 2. В этой книге пределы КСВ будут определены, когда речь пойдет о ширине полосы частот антенны.

Многие радиолюбители под термином «ширина полосы частот» подразумевают только ширину полосы частот по уровню КСВ. На практике, ширина полосы частот является важной, но не первостепенной характеристикой относительно других характеристик. Рассмотрим искусственную нагрузку, имеющую очень «хорошее» значение ширины полосы частот КСВ, но очень низкое значение коэффициента усиления (совсем не излучает!).

Ширина полосы частот является важным критерием работы в длинноволновом диапазоне. Относительная ширина полосы частот в длинноволновом диапазоне больше по сравнению с высокочастотными диапазонами. Особое внимание нужно обратить на все аспекты ширины полосы частот, а не только на КСВ.

2.10. Q фактор.

2.10.1. Эквивалентная схема антенны.

Антенну можно сравнить с настроенной LCR схемой. Q-фактор является мерой полосы частот антенны. Q-фактор антенны прямо пропорционален разнице между реактивностями на двух крайних анализируемых частотах и обратно пропорционален сопротивлению излучения и относительной частоте.

$$Q = \frac{F_0 \times (X1 - X2)}{2 \times R \times \Delta F}$$

где F_0 – среднее геометрическое значение высшей и низшей частот;
X1 – реактивность на низшей частоте;
X2 – реактивность на высшей частоте;
R – среднее значение активной части входного сопротивления на частоте анализа;
ΔF – разница частот анализа.

Пример:

F_{low} = 3.5 MHz;
F_{high} = 3.6 MHz;
F_0 = 3.55;
ΔF = (3.6 – 3.5) = 0.1;
R_{feed} (aver) = 50 Ом;
X1 = -20 Ом;
X2 = +20 Ом;

$$Q = \frac{3.55 \times (20 - (-20))}{2 \times 50 \times 0.1} = 14.2$$

Понятно, что достичь низкого значения Q можно посредством:

- высокого значения сопротивления излучения
- высокого значения сопротивления потерь
- плоской кривой реактивности.

Антенны с низким значением Q имеют широкую полосу частот, а антенны с высоким значением Q имеют узкую полосу частот. Q-фактор в основном используется для сравнения полос частот антенн.

2.10.2. Эквивалентная линия передачи.

Вертикальная антенна или диполь с синусоидальным распределением тока могут быть рассмотрены как однопроводная линия передачи, для которой могут быть выполнены такие же вычисления, как и для обычной линии передачи.

Волновое сопротивление.

Характеристическое сопротивление антенны, рассматриваемой в виде линии передачи, называется волновым сопротивлением антенны

Волновое сопротивление вертикальной антенны рассчитывается по формуле:

$$Z_{surge} = 60 \times \ln\left[\frac{4h}{d} - 1\right]$$

где h – высота антенны (длина эквивалентной линии передачи);
d – диаметр антенны .

Волновое сопротивление диполя рассчитывается по формуле:

$$Z_{surge} = 276 \times \log\left[\frac{S}{d \times \sqrt{1 + \frac{S}{4h}}}\right]$$

где S – длина антенны;
d – диаметр антенны;
h – высота антенны над землей;

Q-фактор.

Q-фактор эквивалентной линии передачи для антенны рассчитывается по формуле:

$$Q = \frac{Z_{surge}}{R_{rad} + R_{loss}}$$

Пример 1:

20-метровая (66 футов) вертикальная антенна с внешним диаметром OD = 5 см (1,6 дюймов),
и $R_{rad} + R_{loss} = 45$ Ом

$$Z_{surge} = 60 \times \ln\left[\frac{4 \times 2000}{5} - 1\right] = 443 Ом$$

Q = 433/45 = 9.8.

Пример 2:

Диполь длиной 40 метров (131 фут) на высоте 20 метров из провода с OD = 2 мм. Входное сопротивление равно 75 Ом

$$Z_{surge} = 276 \times \log\left[\frac{4000}{0.2 \times \sqrt{1 + \frac{4000}{4 \times 2000}}}\right] = 1211 Ом$$

Q = 1211/75 = 16.

2. ЦЕЛЬ РАБОТЫ ЛИНИИ ПИТАНИЯ. 2

2. НЕСОГЛАСОВАННЫЕ ЛИНИИ ПИТАНИЯ. 2
  2.1. Коаксиальный кабель.......... 3
  2.2. Открытая линия передачи. 3
  2.3. Механизм потерь. 3
  2.4. Программа UNIVERSAL TRANSMISSION LINE. 5
  2.5. Выводы. 6

3. АНТЕННА КАК НАГРУЗКА. 6

4. СОГЛАСУЮЩАЯ СХЕМА В АНТЕННЕ. 7
  4.1. Четвертьволновые согласующие секции. 7
    4.2. L - образная цепь. 8
    4.2.1. Номинальные значения компонентов. 10
  4.3. Согласующий шлейф. 11
    4.3.1. Замена шлейфа дискретным элементом.......... 12
    4.3.2. Согласование последовательно включенными дискретными элементами. 13
  4.4. Согласующая система высокого сопротивления. 14
  4.5. Широкополосные трансформаторы. 15
    4.5.1. Широкополосные трансформаторы с низким сопротивлением. 15
    4.5.2. Широкополосный трансформатор с высоким сопротивлением. 15

5. КАБЕЛЬ 75 ОМ В 50 - ОМ СИСТЕМЕ.......... 16

6. ПОТРЕБНОСТЬ В НИЗКОМ ЗНАЧЕНИИ КСВ.......... 16

7. СИММЕТРИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО.......... 17

8. РАЗЪЕМЫ. 19

9. ШИРОКОПОЛОСНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ.......... 20

6. ЛИНИЯ ПИТАНИЯ И АНТЕННА

Линия питания является неотъемлемым звеном между антенной и передатчиком/приемником. Возможно, может показаться странным, что я обсуждаю линии питания и согласование антенны до обсуждения типов антенн. Я это сделал для того, чтобы показать вам, что согласование антенны и линии питания никак не влияет на характеристики или работу антенны (если согласующая система и/или линии питания не излучают). Согласование антенны это что-то общее, означающее, что любая согласующая система теоретически может быть использована в любой антенне. Согласование антенны представляет отдельную тему для изучения.

Затрагиваются следующие темы:

- коаксиальные линии, открытые линии передачи.
- механизм потерь.
- реальная необходимость в низком значении КСВ.
- четвертьволновые преобразователи.
- L-цепи.
- согласующий шлейф.
- широкополосные трансформаторы.
- линии питания 75- Ом в системах 50-Ом.
- согласующие симметрирующие устройства.
- разъемы.

До того, как мы приступим к обсуждению антенн с более менее теоретической точки зрения и опишем практическую настройку антенны, давайте проанализируем, что означает согласование антенны с линией питания, и как мы это можем сделать.

2. Цель работы линии питания.

Линия питания «транспортирует» энергию радиочастоты из источника в нагрузку (например, из передатчика в антенну). Линия питания, когда она нагружена на сопротивление, имеющее то же самое значение, что и ее собственное волновое сопротивление, будет работать в идеальных условиях. Линия будет «согласованной», в линии не будет стоячих волн. Значение сопротивления будет одинаковым в каждой точке линии. Если бы линия питания была без потерь, значения напряжения и тока на всех линии не изменялись бы. Единственным, что изменялось бы, является фазовый угол при этих значениях, и фазовый угол прямо пропорционален длине линии.

Как бы то ни было, в реальности, все линии питания имеют потери, и значения тока и напряжения уменьшаются вдоль линии по экспоненте.

На самом деле, линия питания редко, если вообще будет, нагружена на нагрузку, обеспечивающую значение КСВ 1.0. Поскольку линию питания в основном нагружают на нагрузку с комплексным сопротивлением, в дополнение к работе в качестве транспортирующего средства для ВЧ энергии, линия питания также выступает в качестве трансформатора, посредством которого сопротивление (а также напряжение и ток) будут иметь различные значения в разных точках линии питания. При работе в таких условиях, линия питания не является «согласованной», и имеет стоячие волны.

Кроме транспортировки энергии из источника в нагрузку, линии питания также могут быть использованы для подачи тока к элементам антенной решетки, таким образом, характеристики линии питания (несогласованных) будут использованы для подачи тока к каждому элементу с необходимой относительной амплитудой и фазовым углом. Более подробно это описано в главе 11.

2. Несогласованные линии питания.

Типичные характеристики несогласованных линий:

- Сопротивление в каждой точке линии имеет разные значения; линия работает в качестве трансформатора сопротивления. (Тогда как значение сопротивления в линии без потерь повторяется через каждую половину длины волны, с сопротивлениям в линии с потерями такого не происходит).

- Значения напряжения и тока в разных точках линии различаются.

- Потери больше, чем в согласованной линии.

Большинство передатчиков, усилителей и приемопередатчиков разработаны для работы с номинальным сопротивлением 50 Ом. Хотя они обеспечат согласование для ряда сопротивлений, значения которых не далеки от 50 Ом (например, в пределах круга КСВ=2 на диаграмме Смита), как правило, доказательством хорошей работы инженеров и рабочих является то, что антенна на ее рабочей частоте имеет КСВ = 1.0 в линии питания. Это означает, что входное сопротивление антенны должно «согласоваться» с волновым сопротивлением линии на рабочей частоте. Ширина полосы частот антенны по уровню КСВ будет определяться, во-первых, Q-фактором антенны, но ширина полосы частот будет максимальной если антенна согласована с линией питания (КСВ = 1.0) при некоторой (рабочей) частоте в пределах этой полосы пропускания, при условии если не используются специальные методы широкополосного согласования. Это означает, что мы стремимся к низкому значению КСВ по причине удобства: Мы не хотим быть вынужденными использовать антенное согласующее устройство между приемопередатчиком и линией питания, чтобы добиться сопряженного согласования.

Сопряженное согласование.

Сопряженное согласование это ситуация, когда вся мощность эффективно передается из передатчика в линию питания, и когда отраженная из нагрузки (антенны) волна возвращается в передатчик, и из-за КСВ отражается обратно в нагрузку. Сопряженное согласование достигается автоматически, когда мы согласуем передатчик для передачи максимальной энергии в линию питания. В передатчиках или усилителях с вакуумными трубками, это осуществляется путем настройки общих П и П-L схем. Современные приемопередатчики с усилителями на полупроводниковых приборах с фиксированным сопротивлением не обладают той гибкостью, и в большинстве случаев потребуется внешнее антенное согласующее устройство, если значение КСВ будет больше чем 1,5 или 2. На данный момент многие приемопередатчики имеют встроенные антенные согласующие устройства, которые автоматически заботятся о данной ситуации.

Но это не главная причина необходимости низкого значения КСВ. Вышеописанная причина определяет удобство работы. Настоящая причина заключается в потерях или затухании. Линия питания обычно сделана из двух проводов с изоляционным материалом между ними. Двумя широко используемыми типами линии питания являются открытые и коаксиальные линии передачи.

2.1. Коаксиальный кабель.

Коаксиальные линии питания являются самым популярным типом линии питания среди радиолюбителей по одной причине: из-за своей коаксиальной (несимметричной) структуры все магнитные поля, вызванные ВЧ током в линии питания сохраняются внутри коаксиальной структуры. Таким образом, коаксиальная линия питания полностью инертна снаружи при установке в несимметричную нагрузку (независимо от значения КСВ). Несимметричной нагрузкой является нагрузка, когда одно из оконечных устройств антенн заземлено. Это значит, что вы можете спрятать коаксиальный кабель, прикрепив его на стенку, за ковром, приклеить его к стальному столбу или опоре, в любом случае не нарушив электрические свойства линии питания. Необходимо избегать острого изгиба коаксиального кабеля, чтобы предотвратить нарушение сопротивления и постоянное смещение центрального провода, вызванное нагреванием диэлектрика и приложенными напряжениями. Минимальный радиус изгиба равный пятикратному диаметру кабеля снаружи является хорошим эмпирическим правилом для коаксиальных кабелей с оплеткой.

Как и все, подверженное воздействию элементов, коаксиальные кабели со временем портятся. Под влиянием тепла и ультрафиолетовых лучей, некоторые компоненты внешней оболочки коаксиального кабеля могут расслаиваться и попадать через медную оплетку кабеля в диэлектрический материал, вызывая повреждения кабеля. В старых коаксиальных кабелях (RG-8, RG-11) использовались обычные пластмассовые оболочки, которые попадали в полиэтиленовый диэлектрик. В новых типах коаксиальных кабелей (RG-8A, RG-11A, RG-213 и пр.) используется непортящаяся оболочка, что намного продлевает жизнь кабеля.

Также, коаксиальные кабели очень любят «пить» воду! Убедитесь, что концевые соединения и разъемы хорошо герметизированы. Структура оплетки такова, что междоузлия между изоляцией внутренней жилы кабеля и внешней оболочкой будут в буквальном смысле всасывать литры (кварты) воды, даже если будет только штыревое отверстие. Как только вода проникает в кабель, кабель портится. На лицо одно из больших преимуществ больших коаксиальных кабелей, в которых используются вспененный полиэтилен и гофрированный жесткий медный внешний проводник: Поскольку полиэтилен приклеен (присоединен) к меди, проникновение воды становится невозможным, даже если внешняя оболочка повреждена.

Хорошей идеей является регулярная проверка затухания линий передачи. Это легко можно сделать, разорвав линию передачи на дальнем конце. Затем подать некоторую мощность в линию через КСВ метр (такой как Bird watt-meter) и замерить значение КСВ на входном конце линии. Линия без потерь даст бесконечно большое значение КСВ [1321]. Из полученного значения КСВ с помощью **рис.6.1** можно вывести значение затухания в линии с потерями. Часто трудно проделать этот тест на низких частотах, потому что в этом случае трудно измерить точное значение затухания. Для получения более точных измерений, потери кабеля, который тестируют на затухание, должны быть в пределах от 2 до 4 dB (КСВ между 2 и 4). Тестируемую частоту можно выбрать соответственно. Используйте профессиональный тип КСВ метра, такой как Bird watt-meter. Дешевые КСВ метры часто дают неправильные значения.

2.2. Открытая линия передачи.

Даже правильно нагруженная на симметричную нагрузку открытая линия передачи покажет сильное ВЧ поле в непосредственной близости от линии питания (попробуйте поставить неоновую лампу рядом с открытым фидером с ВЧ мощностью!).

Таким образом, мы не можем также легко управляться с открытыми линиями передачи, по сравнению с коаксиальными кабелями. В процессе установки необходимо соблюдать определенные правила, чтобы сохранить баланс линии: линия не должна находиться рядом с проводящими материалами, и т.д. Короче, проводящие материалы мешают работе с открытыми линиями передачи.

Но, несмотря на эту механическую проблему, на высоких частотах (VHF/UHF диапазоны требуют отдельного изучения) открытые линии превосходят по всем параметрам коаксиальные линии передачи.

2.3. Механизм потерь.

Внутренние потери на линии питания вызваны двумя причинами:

- Потерями в проводниках (потери в медных жилах);
- Диэлектрические потери (потери в диэлектрическом материале).

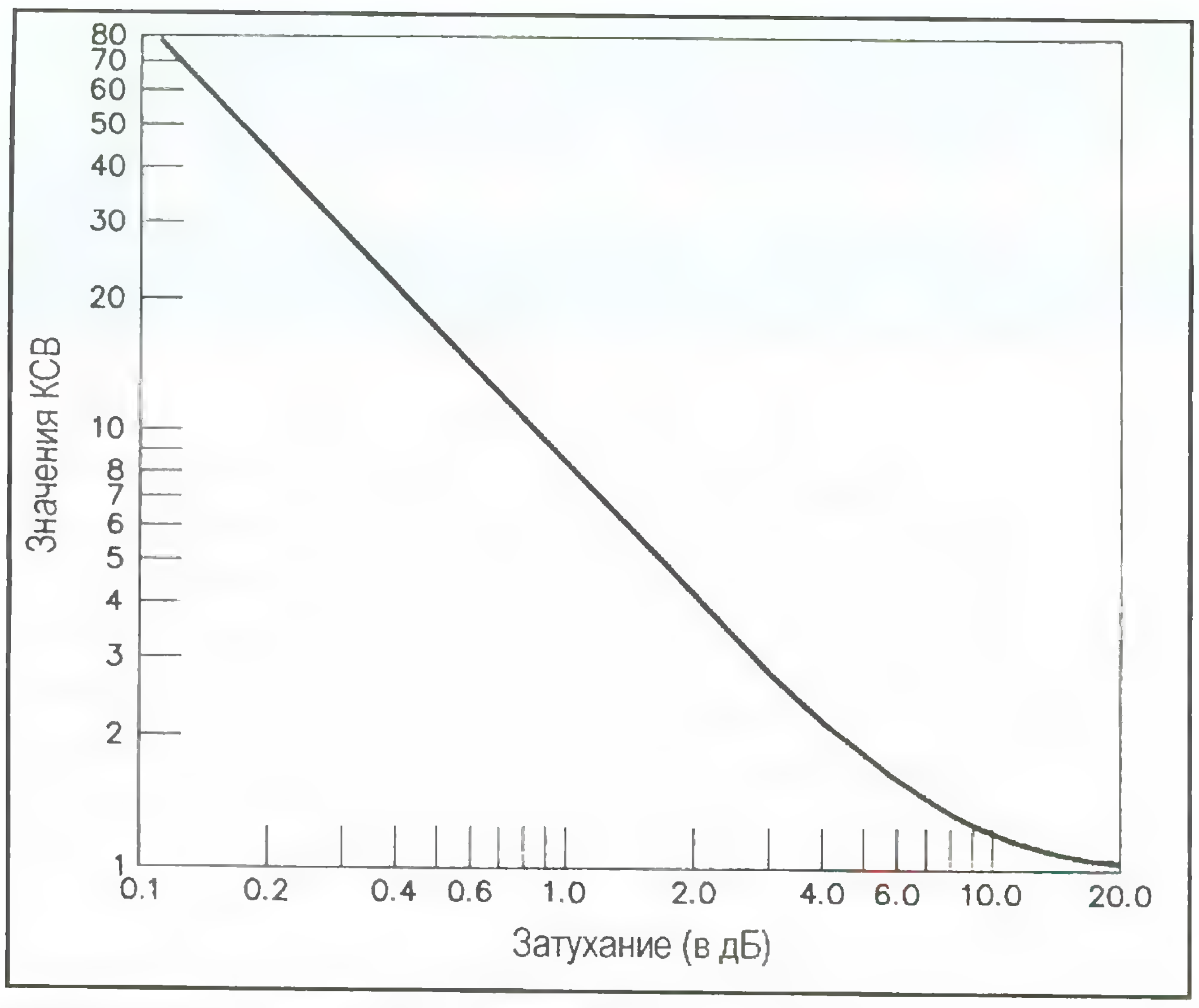


Рис.6.1. Потери кабеля как функция КСВ, измеренного на входе открытой или коротко замкнутой линии передачи. Для наибольшей точности КСВ должен иметь значения от 1 до 4.

Отличным изолятором является (сухой) воздух. С этой точке зрения воздушная линия просто идеальна. В коаксиальных линиях питания широко используется полиэтилен в качестве диэлектрика, или полиэтилен с воздухом (ячеистый полиэтилен или вспененный полиэтилен). Кабели с ячеистым или вспененным полиэтиленом имеют меньшие потери, чем кабели с обычным полиэтиленом. Недостаток таких линий заключается в том, что они могут иметь меньшее механическое (удар и давление) сопротивление. Cell-flex кабели с жестким медным внешним проводником представляют лучшую модель семейства коаксиальных линий питания, используемых радиолюбителями. Иногда в качестве диэлектрика используют фторопласт. Этот материал механически очень стабилен и имеет очень высокие электрические характеристики, но он очень дорогой. Коаксиальные кабели с изолятором из фторопласта часто используются в ССУ (см. раздел 7).

Коаксиальные кабели обычно идут с двумя сопротивлениями: 50 и 75 Ом. Для конкретного диаметра (внешнего) кабеля, 75-Ом кабель даст наименьшие потери. Вот почему 75 Ом используется в системах, где потери имеют

Таблица 6.1. Затухание для широко используемых коаксиальных кабелей.

	Затухание в кабеле (в дБ/100 футов)									
	1.8	3.5	7.0	14.0	21.0	28.0	50.0	144	440	1296
LDF7-50A	0.03	0.04	0.06	0.08	0.10	0.12	0.16	0.27	0.50	0.90
FHJ-7	0.03	0.05	0.07	0.10	0.12	0.15	0.20	0.37	0.80	1.70
LDF5-50A	0.04	0.06	0.09	0.14	0.17	0.19	0.26	0.45	0.80	1.50
FXA78-50J	0.06	0.08	0.13	0.17	0.23	0.27	0.39	0.77	1.40	2.80
¾″ CATV	0.06	0.08	0.13	0.17	0.23	0.26	0.38	0.62	1.70	3.00
LDF4-50A	0.09	0.13	0.17	0.25	0.31	0.36	0.48	0.84	1.40	3.50
RG-17	0.10	0.13	0.18	0.27	0.34	0.40	0.50	1.30	2.50	5.00
SLA12-50J	0.11	0.15	0.20	0.28	0.35	0.42	0.56	1.00	1.90	3.00
FXA12-50J	0.12	0.16	0.22	0.33	0.40	0.47	0.65	1.20	2.10	4.00
FXA38-50J	0.16	0.23	0.31	0.45	0.53	0.64	0.85	1.50	2.70	4.90
9913	0.16	0.23	0.31	0.45	0.53	0.64	0.92	1.60	2.70	5.00
RG-213	0.25	0.37	0.55	0.75	1.00	1.20	1.60	2.80	5.10	10.0
RG-8X	0.49	0.68	1.00	1.40	1.70	1.9	2.50	4.50	8.40	
	Затухание в кабеле (в фут/dB)									
	1.8	3.5	7.0	14.0	21.0	28.0	50.0	144	440	1296
LDF7-50A	3333	2500	1666	1250	1000	833	625	370	200	110
FHJ-7	2775	2080	1390	1040	833	667	520	310	165	92
LDF5-50A	2500	1666	1111	714	588	526	385	222	125	67
FXA78-50J	1666	1250	769	588	435	370	256	130	71	36
¾″ CATV	1666	1250	769	588	435	385	275	161	59	33
LDF4-50A	1111	769	588	400	323	266	208	119	71	40
RG-17	1000	769	556	370	294	250	200	77	40	20
SLA12-50J	909	667	500	355	285	235	175	100	53	34
FXA12-50J	834	625	455	300	250	210	150	83	48	25
FXA38-50J	625	435	320	220	190	155	115	67	37	20
9913	625	435	320	220	190	155	110	62	37	20
RG-213	400	270	180	130	100	83	62	36	20	10
RG-8X	204	147	100	71	59	53	40	22	12	

первоочередную важность, таких как CATV (абонентское телевидение). Если нагрузочная способность является основным параметром, оптимальным будет сопротивление намного ниже (35 Ом). Стандартные 50 Ом были созданы как хороший компромисс между нагрузочной способностью и затуханием.

На **рис.6.2** изображены типичные характеристики затухания многих широко используемых согласованных линий передачи. Необходимо отметить, что открытая линия намного превосходит даже самого большого коаксиального брата. Но эти значения затухания являются только номинальными для линий с КСВ =1.

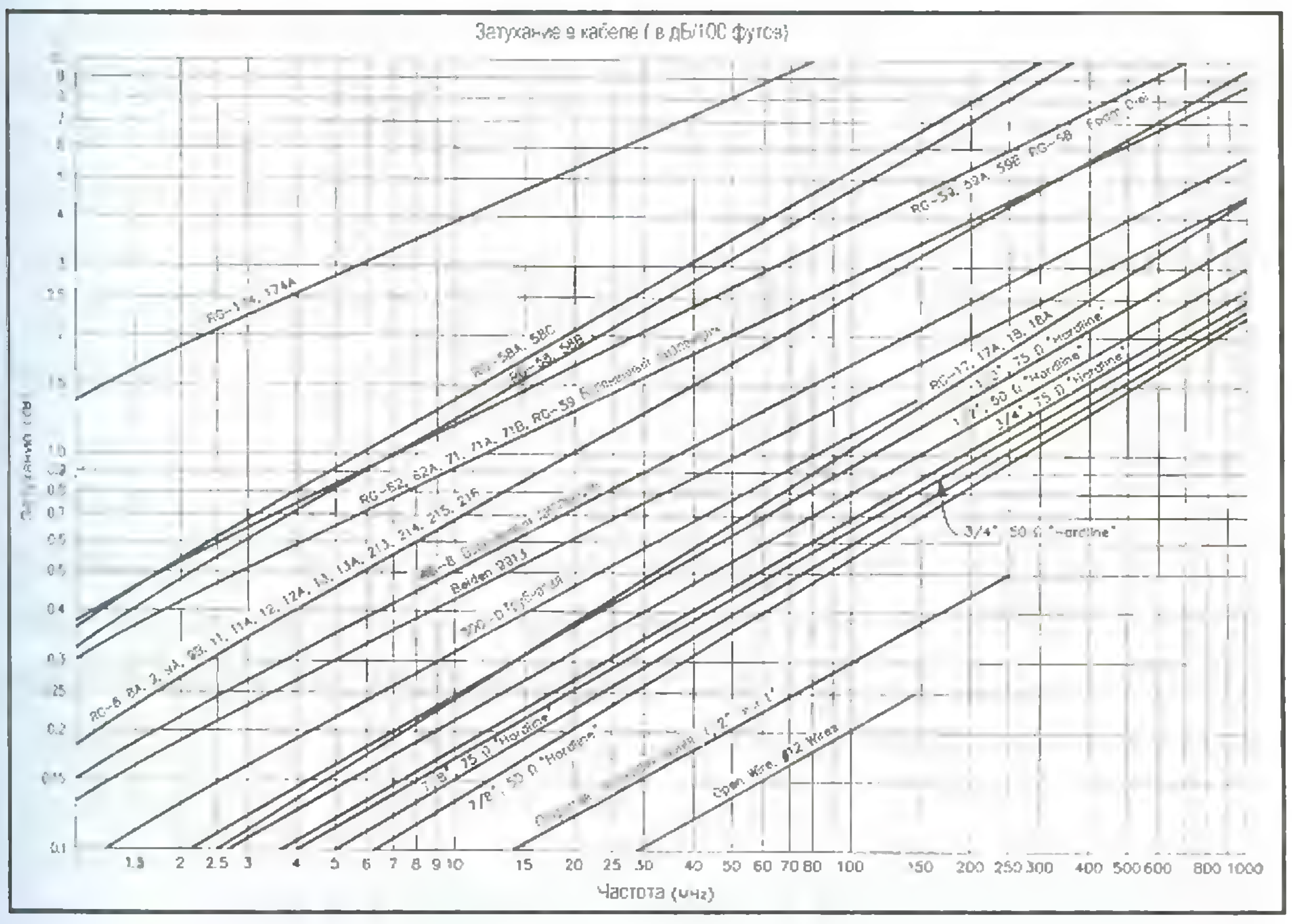


Рис.6.2. **Номинальные характеристики затухания в dB на 100 футов (30.48 метров) для различных широко используемых линий передачи.**

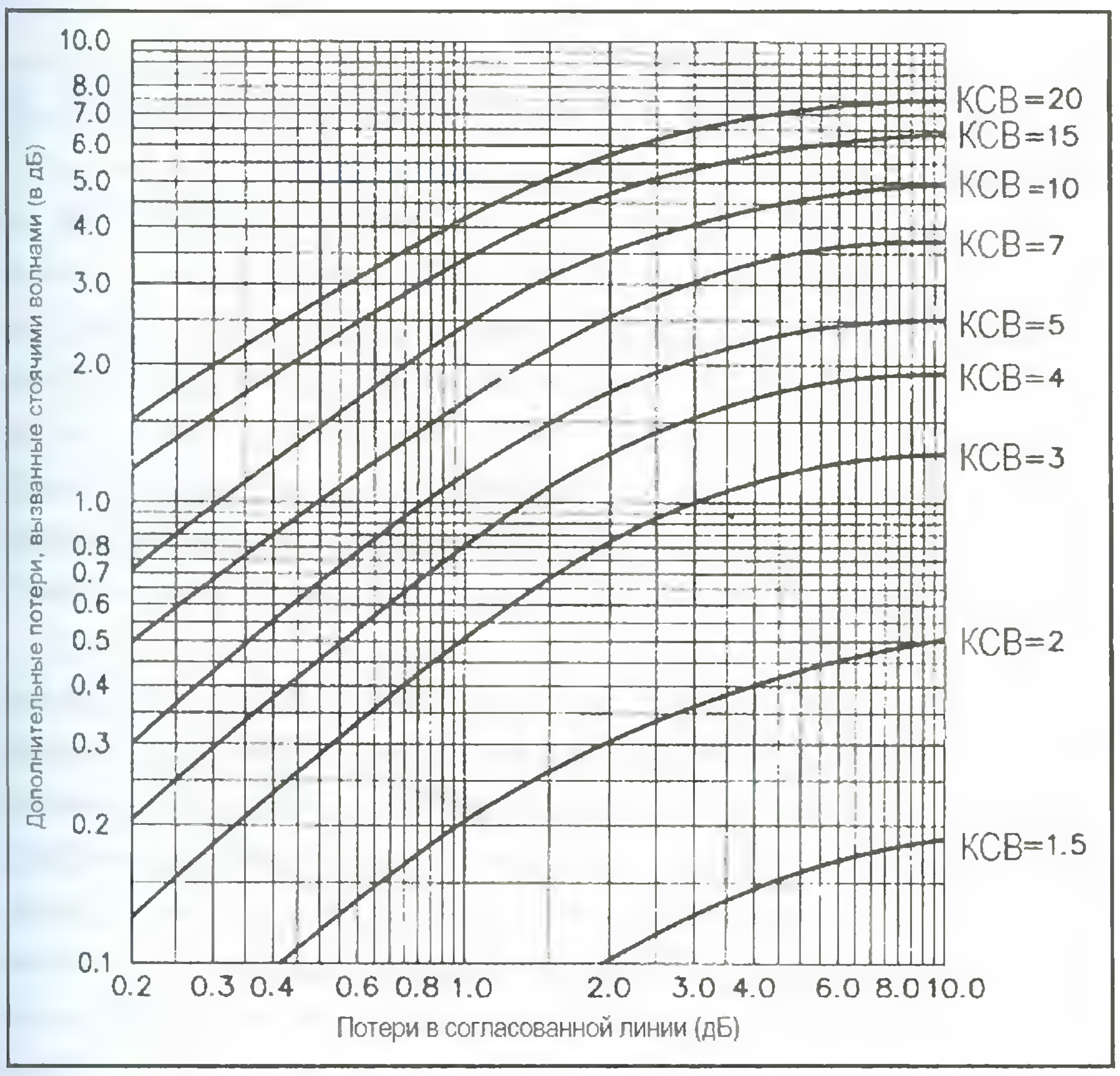


Рис.6.3. **Этот график показывает величину дополнительных потерь при данном КСВ по сравнению с потерями в согласованной линии с известным (номинальным) значением затухания.**

Франк Донован, W3LPL, собрал воедино набор наиболее широко используемых в США типов коаксиального кабеля (см. **табл. 6.1**). Таблица представлена в двух экземплярах, в одном из которых дано классическое затухание/100 футов. Второй – содержит длину кабеля для затухания 1dB.

Когда в линии передачи есть стоячие волны, напряжение и ток будут иметь разные значения в каждой точке линии. Значения тока и напряжения будут периодически изменяться на длине линии, и в определенных точках (пучностях) могут достичь очень высоких значений. В линиях передачи используются диэлектрики (изоляторы) и проводники (в основном медь) материалы с конкретными свойствами и ограничениями. Очень высокие значения тока в пучностях вдоль линии вызовут дополнительные потери, связанные с проводимостью. Значения напряжения в пучностях вызовут увеличение потерь в диэлектрике. Из-за этого механизма линия с высоким КСВ имеет большие потери, чем та же линия, но согласованная. **Рис.6.3** показывает дополнительные потери вызванные КСВ. К тому же, потери в линии являются причиной того факта, что когда мы измеряем КСВ на входном конце линии питания (в радиорубке) всегда ниже значения КСВ в нагрузке.

Крайний пример: очень длинный кабель с потерями по крайней мере в 20 dB, где вы можете либо закоротить или отрезать конец, в обоих случаях значение КСВ на входе будет 1. Такой кабель является идеальным эквивалентом нагрузки!

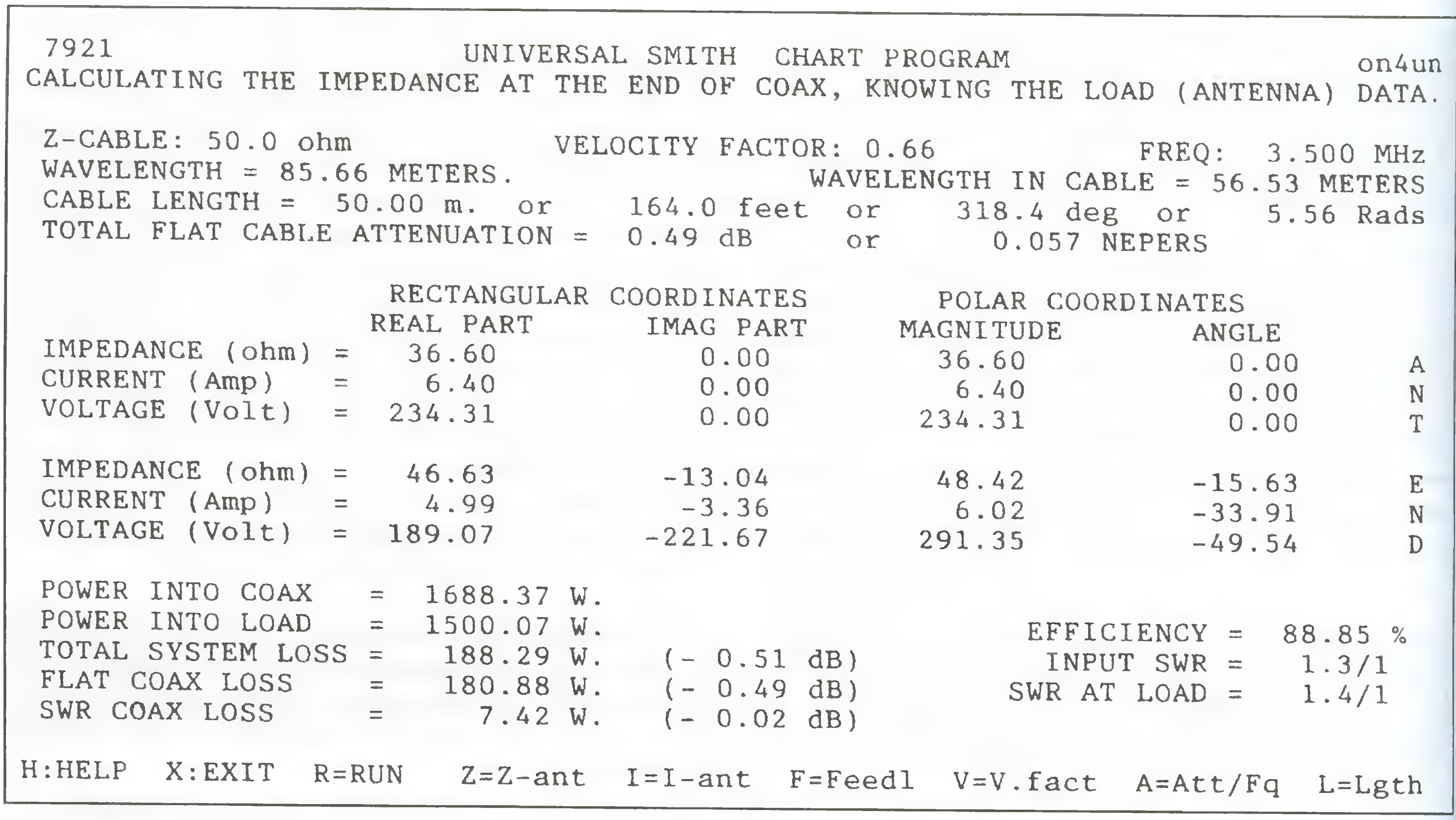
Сейчас мы понимаем, что для успешной работы линии передачи при высоком значении КСВ, нам нужна хорошая линия передачи с небольшими потерями с хорошими диэлектрическими свойствами и способностью выдерживать большой ток. Фидер, имеющий перечисленные свойства является открытым фидером. Воздух является отличным диэлектриком, а проводимость может быть сделана настолько хорошей, насколько требуется использованием проводников большого диаметра. Открытые линии хорошего качества всегда считались идеальными для использования их в качестве трансформаторов линий передачи. Elwell, N4UH, описал использование и сборку в домашних условиях открытых линий передачи с низкими потерями для передачи на большие расстояния [1320]. Во многих случаях открытые линии используются в условиях высокого значения КСВ (когда фидеры не вносят значительных дополнительных потерь) и нагружены на согласующее устройство антенны. На рис. 6.2 показаны дополнительные потери, вызванные стоячими волнами в линии передачи. На низких частотах дополнительные потери, вызванные рассогласованием обычно незначительны [1319, 322], особенно для коаксиальных кабелей хорошего качества.

2.4. Программа UNIVERSAL TRANSMISSION LINE.

Программа UNIVERSAL TRANSMISSION LINE входит в пакет программного обеспечения NEW LOW-BAND SOFTWARE и является идеальным инструментом для оценки поведения линий передачи в различных условиях.

Давайте проанализируем случай с коаксиальным кабелем RG-213 длиной 50 метров (164 фута), который нагружен на сопротивление в 36.6 Ом, (без согласующей схемы). Частота равна 3.5 МГц.

Рис.6.4 представляет распечатку с экрана из модуля UNIVERSAL SMITH CHART, который входит в NEW LOW BAND SOFTWARE. Все представленные на экране параметры: сопротивление, напряжение и ток на обоих концах линии,



```
 7921                UNIVERSAL SMITH  CHART PROGRAM                   on4un
CALCULATING THE IMPEDANCE AT THE END OF COAX, KNOWING THE LOAD (ANTENNA) DATA.

 Z-CABLE: 50.0 ohm            VELOCITY FACTOR: 0.66            FREQ:  3.500 MHz
 WAVELENGTH = 85.66 METERS.                      WAVELENGTH IN CABLE = 56.53 METERS
 CABLE LENGTH =  50.00 m.  or    164.0 feet  or    318.4 deg  or    5.56 Rads
 TOTAL FLAT CABLE ATTENUATION =  0.49 dB     or      0.057 NEPERS

                       RECTANGULAR COORDINATES      POLAR COORDINATES
                      REAL PART      IMAG PART    MAGNITUDE        ANGLE
 IMPEDANCE (ohm) =    36.60           0.00         36.60            0.00      A
 CURRENT (Amp)   =     6.40           0.00          6.40            0.00      N
 VOLTAGE (Volt)  =   234.31           0.00        234.31            0.00      T

 IMPEDANCE (ohm) =    46.63         -13.04         48.42          -15.63      E
 CURRENT (Amp)   =     4.99          -3.36          6.02          -33.91      N
 VOLTAGE (Volt)  =   189.07        -221.67        291.35          -49.54      D

 POWER INTO COAX    =  1688.37 W.
 POWER INTO LOAD    =  1500.07 W.                      EFFICIENCY =  88.85 %
 TOTAL SYSTEM LOSS =   188.29 W.   (- 0.51 dB)          INPUT SWR =   1.3/1
 FLAT COAX LOSS    =   180.88 W.   (- 0.49 dB)        SWR AT LOAD =   1.4/1
 SWR COAX LOSS     =     7.42 W.   (- 0.02 dB)

H:HELP  X:EXIT  R=RUN   Z=Z-ant  I=I-ant  F=Feedl  V=V.fact  A=Att/Fq  L=Lgth
```

Рис.6.4. Пример распечатки экрана из модуля пакета программного обеспечения UNIVERSAL SMITH CHART, в котором собраны все технические аспекты линии передачи. Детали смотри в тексте.

также как и данные о затухании, разделены на номинальные потери коаксиального кабеля (0,61 dB) и потери вызванные КСВ (0,03 dB). Мы также видим реально используемую мощность. В нашем случае мы должны «загнать» 1734 W в 100 метровый кабель RG-213, чтобы получить 1500 W в нагрузке, что составляет общую эффективность, равную 86%.

Также следует отметить разницу в значении КСВ в нагрузке (1.4) и на конце линии питания (1.3). Для более высоких частот, более длинных кабелей или больших значений КСВ, этот модуль настоящий подарок.

2.5. Выводы.

В основном, коаксиальные линии используют, когда значение КСВ меньше чем 3. Более высокие значения КСВ могут повлечь лишние потери в длинных кабелях, а также снижение нагрузочной способности. У множества популярных низкочастотных антенн значения сопротивления в точках питания значительно ниже, что может дать приемлемое согласование как для 50, так и для 75-Ом коаксиального кабеля.

В некоторых случаях мы намеренно будем использовать линии передачи с высоким значением КСВ, как часть согласующей системы (например, согласующий шлейф) или как часть системы питания для много элементной фазированной антенной решетки.

Мы пришли к выводу, что использование линии передачи с наименьшим из возможных затуханием (в согласии с принципом: цена определяет качество) является хорошим инженерным решением, и что мы хотим, чтобы она работала с КСВ =1 на рабочей частоте нашей антенной системы (обоснованные исключения описаны в разделе 5).

3. Антенна как нагрузка.

Доказано, что антенны очень маленького размера способны излучать подаваемую мощность практически также эффективно, как и антенны большого размера (см. главу 9 по вертикальным антеннам). Тем не менее, маленькие антенны имеют два недостатка. С одной стороны, поскольку они имеют очень низкие значения сопротивления излучения, эффективность антенны будет ниже, чем, если бы сопротивление излучения было бы выше. Если короткие антенны нагружены вдоль элементов, то при расчете эффективности антенны необходимо будет учитывать потери в нагрузочных устройствах. С другой стороны, если короткие антенны (диполь или монополь) не нагружены, то входное сопротивление в дополнение к активной составляющей будет иметь большое емкостное сопротивление.

В качестве одного из решений, можно установить трансформатор на входе антенны для согласования комплексного сопротивления антенны с сопротивлением линии передачи. В этом случае, линия передачи уже не будет больше выполнять роль трансформатора. Преобразование произойдет в трансформаторе с данной эффективностью, а трансформация сопротивлений при их больших отношениях неизбежно приведет к низкой эффективности работы. Трансформация сопротивления очень короткой вертикальной антенны со значением сопротивления от 0.5 – j3000 Ом к сопротивлению линии передачи 50 + j0 Ом является очень трудной задачей, которую невозможно выполнить, не столкнувшись с большими потерями. В военной отрасли, где очень часто требуются очень короткие антенны, для снижения потерь контура применяется охлаждение компонентов системы до значений близких к абсолютному нулю (чтобы получить сверхпроводимость металлических частей системы).

Можно подать мощность на вход без установки трансформатора. В этом случае линия питания будет сама выполнять роль трансформатора. В случае с вышеописанным примером, в линии питания было бы очень большое значение КСВ. Трансформатор из линии передачи также имеет некоторые потери, которые определяются качеством используемого в линии передачи материала. В предвоенные дни, когда о коаксиальных кабелях еще никто не слышал, все использовали открытые линии 600-Ом, и никто не знал что такое КСВ.

Если мы не особенно интересуемся вопросами трансформации сопротивлений такими линиями передачи, то линия может быть нагружена на антенный тюнер с небольшими потерями. Что представляет собой качественный тюнер антенны? В нем используются те же самые свойства линий передачи: тюнер это устройство, которое может трансформировать имеющиеся сопротивления при определенном значении мощности с минимальными потерями.

Большинство современных антенных тюнеров, которые являются по существу тюнерами с несимметричными входом и выходом, используют тороидальный трансформатор / симметрирующее устройство, чтобы получить симметричный выход с высоким сопротивлением. Этот принцип эффективен по затратам, но имеет свои ограничения, когда необходима высокая степень трансформации. «Старые» тюнеры, например Johnson Matchboxes, идеально подходят для согласования очень широких диапазонов значений сопротивления. К сожалению этих Matchboxes уже нет в продаже, и их не делают для 160 метров.

4. Согласующая схема в антенне.

Давайте проведем анализ нескольких наиболее часто используемых согласующих систем.

4.1. Четвертьволновые согласующие секции.

Для заданной рабочей частоты вы можете трансформировать сопротивление А в сопротивление В, вставив между ними четвертьволновой длинный коаксиальный кабель с волновым сопротивлением, равным квадратному корню из А В.

$$Z_{1/4\lambda} = \sqrt{A \times B}.$$

Пример:

Предположим, что у нас есть короткая вертикальная антенна, которую мы хотим подключить к коаксиальному кабелю 75-Ом. Мы посчитали, что сопротивление излучения вертикальной антенны равно 23 Ом, а сопротивление потерь земли равно 10 Ом (сопротивление в точках питания равно 33 Ом).

Мы можем использовать четвертьволновый отрезок линии, чтобы согласовать сопротивления, как показано на **рис.6.5**. Сопротивление этой линии будет равно $\sqrt{33 \times 75} = 50$ Ом.

Для получения значения в половину номинального сопротивления коаксиальные кабели можно соединить параллельно: коаксиальная линия передачи 35 Ом может представлять собой два параллельных кабеля 70 Ом.

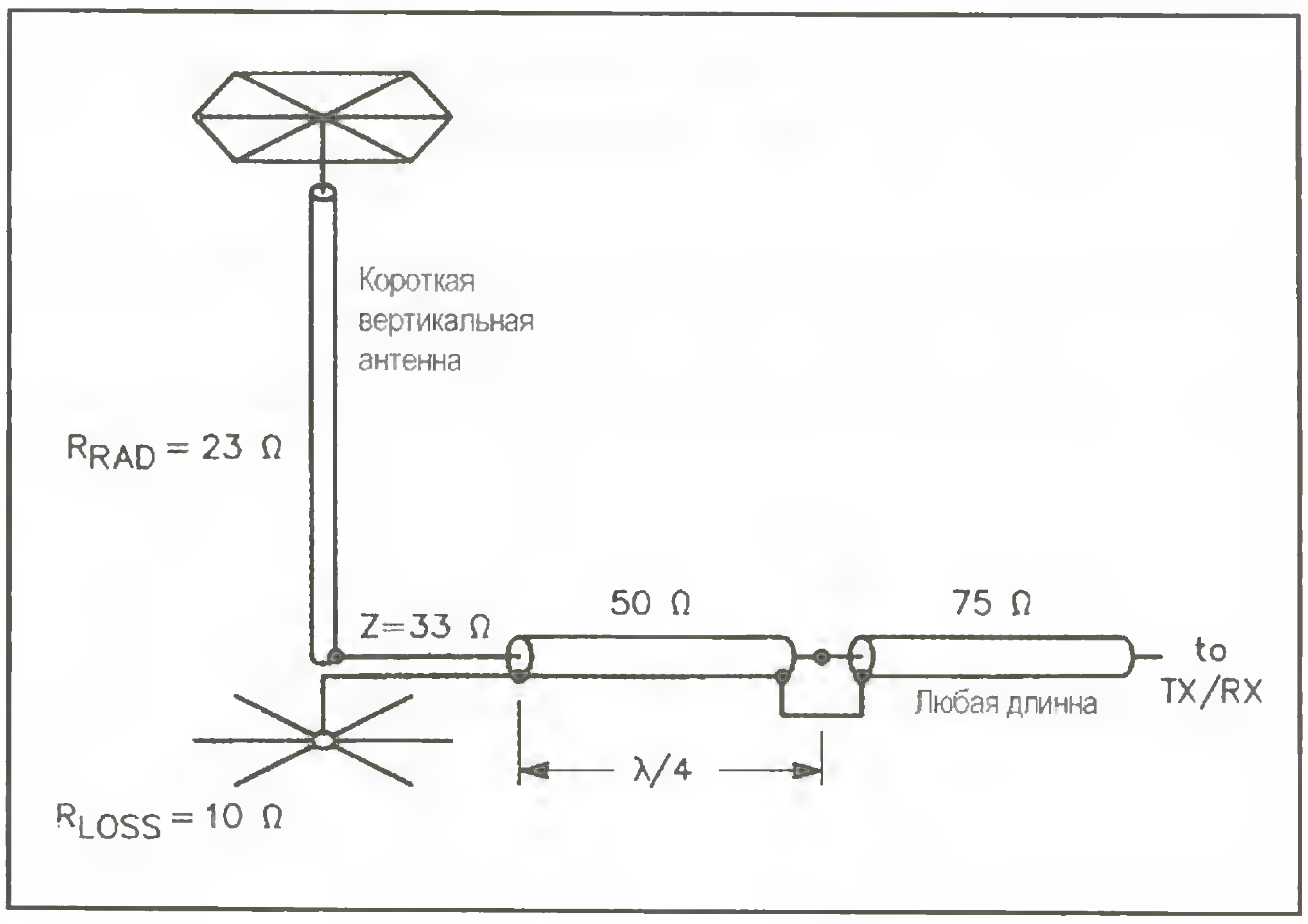


Рис.6.5. Пример четвертьволнового трансформатора, используемого для согласования короткой вертикальной антенны (R_{rad} = 23Ом, Z_{feed} = 33Ом) с 75-Ω линией питания. В этом случае идеальное согласование можно получить с четвертьволновой секцией 50-Ом.

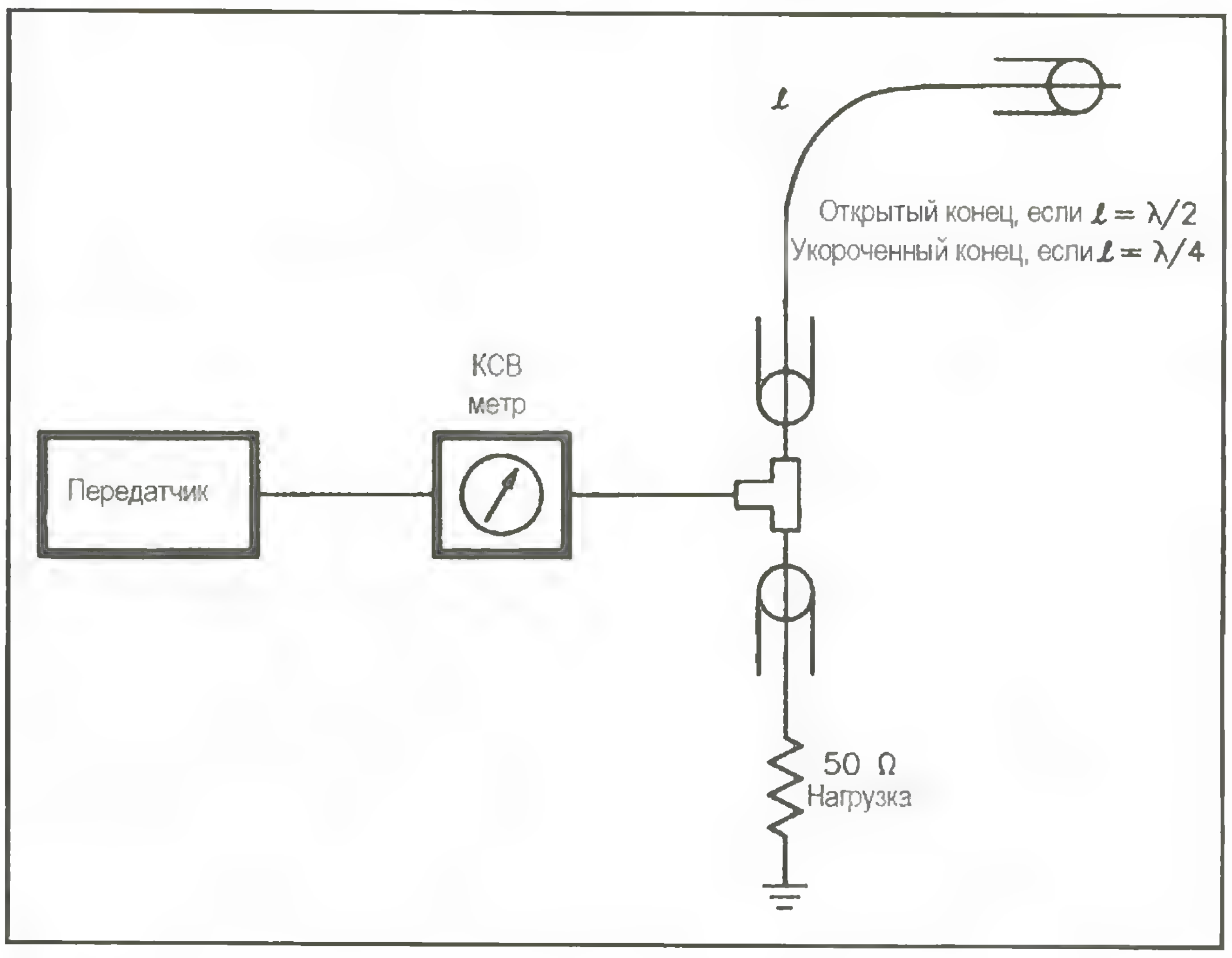


Рис.6.6. Точную обрезку 1/4 λ и 1/2 λ линий можно сделать присоединив тестируемую линию параллельно с эквивалентом нагрузки 50-Ом и отслеживая значения на КСВ метре в процессе изменения длины линии передачи или частоты передатчика.

Один из способов выверить кабель длинной ¼ λ или ½ λ именно для заданной частоты показан на **рис.6.6**. Присоедините передатчик посредством хорошего КСВ метра (автор использует модель Bird 43) к эквиваленту нагрузки 50-Ом. Вставьте коаксиальный тройник на вход КСВ моста. Присоедините отрезок коаксиального кабеля в этой точке и посмотрите на КСВ мост, чтобы определить резонансную длину кабеля. Четвертьволновые линии должны быть закорочены на дальнем конце, а полуволновые линии должны остаться открытыми. На резонансной частоте, кабель нужной длины имеет бесконечно большое сопротивление (если предположить что кабель не имеет потерь) для тройника. На резонансной частоте значение КСВ не изменится, если четвертьволновая замкнутая линия (или полуволновая разомкнутая линия) соединена параллельно с эквивалентом нагрузки. На других частотах линия будет иметь небольшие значения индуктивного и емкостного сопротивлений параллельно эквиваленту нагрузки, и это повлияет соответственно на значение КСВ. Я нахожу этот метод довольно точным, и отрезки кабеля могут быть отрезаны с точностью до нескольких кГц.

Добавочные отрезки кабеля, отличные от ¼ и ½ длины волны, могут быть отрезаны таким же образом.

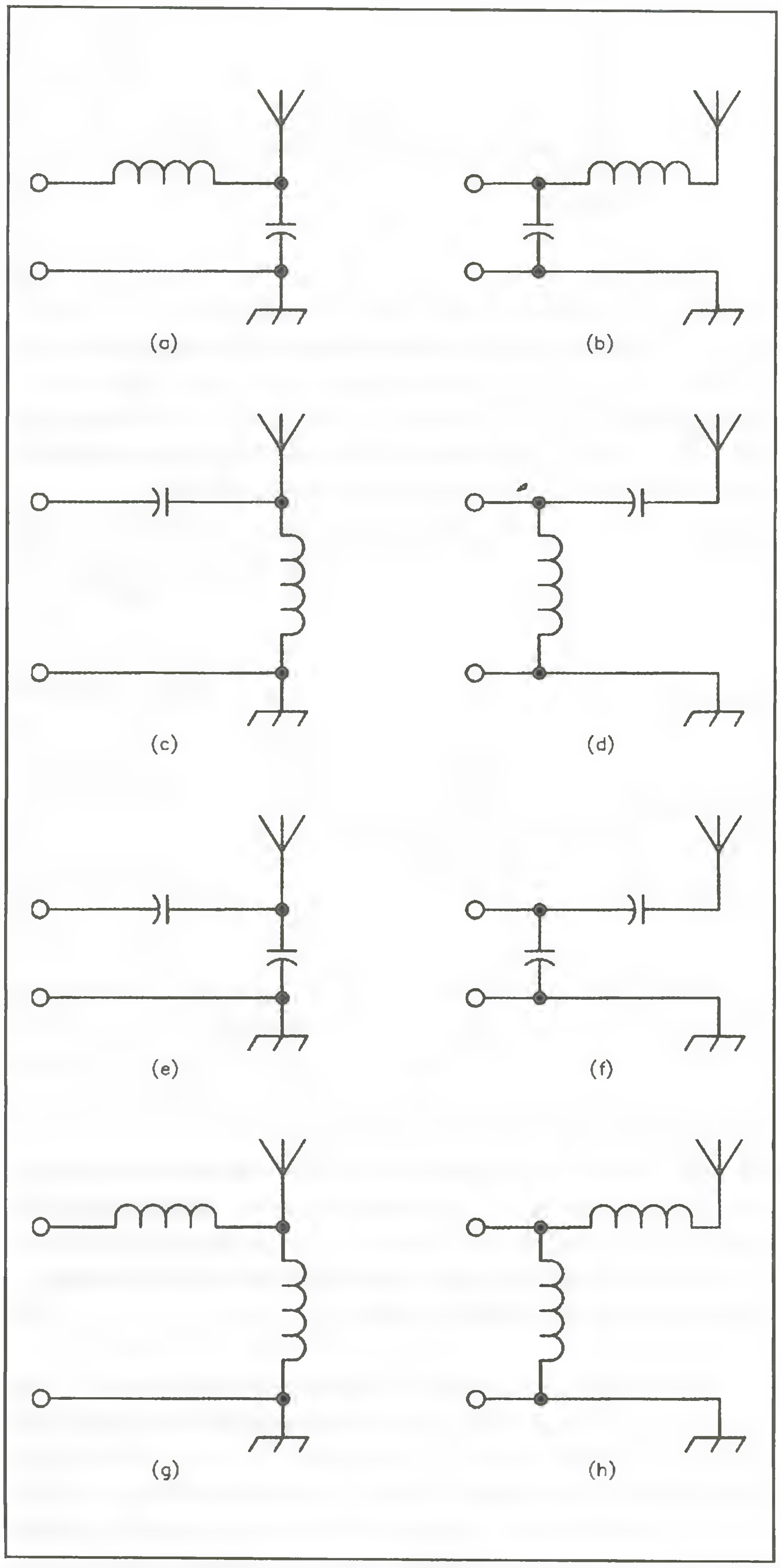


Рис.6.7. Восемь возможных конфигураций L-образной цепи. (Из книги W.N. Caron, Antenna Impedance Matching.)

Сначала рассчитайте требуемую разницу длины между четверть (или полу) волной на желаемой частоте и действительной длиной линии на желаемой частоте. Например: если вам нужно получить линию питания длиной 73 градуса на частоте 3.8 MHz, то кабель должен быть 90 градусов длиной на (3.8x90/73) = 4.685 MHz. Таким образом, на частоте 4.685 MHz, используя вышеописанный метод, кабель может быть урезан до четверти длины волны.

Резонансный метод не является самым точным способом измерения линии передачи длиной 90 градусов, и этим часто объясняется вариация длины от 2 до 3 градусов (из-за индуктивности связи). Можно также использовать шумовой мост и использовать линию под контролем эффективно коротко замкнутой цепи на выходе шумового моста, соединенного с приемником.

4.2. L - образная цепь.

L - цепь является практически самой широко используемой схемой для согласования антенн с коаксиальными линиями передачи. В отдельных случаях, L - цепь урезана до одноэлементной схемы последовательного или параллельного сопротивления (просто L или C в последовательном или параллельном соединении с нагрузкой).

Очень подробно об L - цепи написал W.N.Caron в его замечательной книге Antenna Impedance Matching (ARRL publication). W. Caron использовал только графический метод диаграмм Смита для проектирования согласующих схем для антенн. В книге также есть замечательное описание диаграммы Смита и других основ линий передачи, КСВ и техники согласования.

Графические решения цепей, согласующих сопротивления были представлены I.L.McNally, WINCK [1446], R.E.Leo, W7LR [1404] и B.Braid, W7CSD [1402].

Проектирование L - цепи это то дело, которое хочется делать, только на компьютере. Я написал компьютерную программу (L-NETWORK DESIGN), которая все сделает за вас. Программа входит в пакет программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE. Похожие компьютерные программы описаны в литературе для радиолюбителей [1441].

Так называемые параллельные на входе L -цепи используются, когда активная часть выходного сопротивления ниже, чем требуемое входное сопротивление схемы. Последовательная на входе L -цепь используется в прямо противоположном случае. В некоторых случаях последовательная на входе L -цепь может быть использована, когда выходное сопротивление меньше, чем входное сопротивление (в этом случае у нас есть четыре варианта решений). Программа выдаст все возможные альтернативы (не меньше двух, но чаще четыре).

На **рис.6.7** изображено восемь возможных конфигураций L - цепи. На **рис.6.8** показаны четыре разных области диаграммы Смита и какие решения возможны в этих областях. На рис. 6.9 представлены способы проектирования для каждого решения. Более детальную информацию о методе диаграммы Смита и как его использовать для

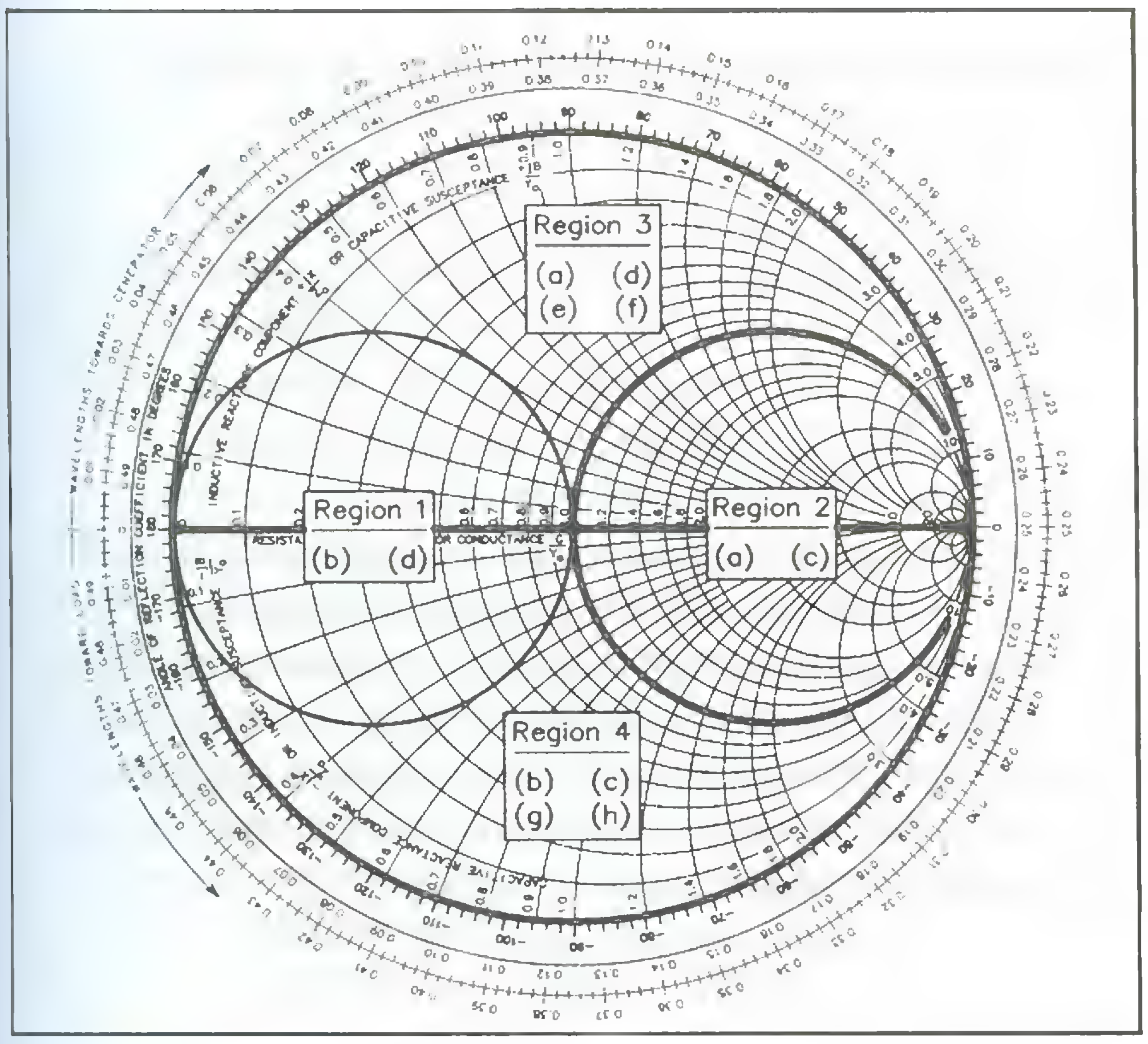


Рис.6.8. Диаграмма Смита разделена на 4 области, в каждой из которых возможны два или четыре решения для L - цепи. Графический метод решения представлен на рис. 6.9. (Из книги W.N. Caron, Antenna Impedance Matching.)

графического проектирования L - цепей вы можете найти в книге Antenna Impedance Matching, которую написал W.N.Caron. Если у вас есть компьютер, вам проще проектировать L - цепи при помощи диаграммы Смита в программе ARRL MICROSMITH, созданной W.Harward, W7ZOI (также в публикации ARRL). Для работы с MICROSMITH не требуются глубокие знания диаграммы Смита.

Выбор конкретного типа L - цепи (низкочастотное пропускание, высокочастотное пропускание) будет за пользователем, но во многих случаях значения компонентов покажут, какой выбор будет наиболее практичным. В других случаях, работа схемы может быть самым важным критерием выбора: схемы с низкочастотным пропусканием дадут некоторое дополнительное гармоническое подавление излученного сигнала, тогда как фильтр с высокочастотным пропусканием может помочь сократить напряженность сильного средневолнового сигнала, переданного с местных радиостанций.

Некоторые решения обеспечивают прямой постоянного тока заземления антенны через катушку. Если требуется заземление по постоянному току, в регионах с частыми грозами, то это можно сделать, поместив подходящий ВЧ дроссель в основание антенны (между излучающим элементом и землей).

Модуль L-NETWORK из пакета программного обеспечения LOW BAND SOFTWARE также рассчитывает входные и выходные значения напряжения и тока схемы. Это можно использовать для определения требуемых номинальных значений компонентов. Номинальные значения тока конденсатора особенно важны когда конденсатор является последовательным элементом в схеме. Номинал напряжения играет самую важную роль когда конденсатор является параллельным элементом в схеме. Соображения относительно номиналов компонентов и конструкции тороидальных катушек читайте в разделе 4.3.

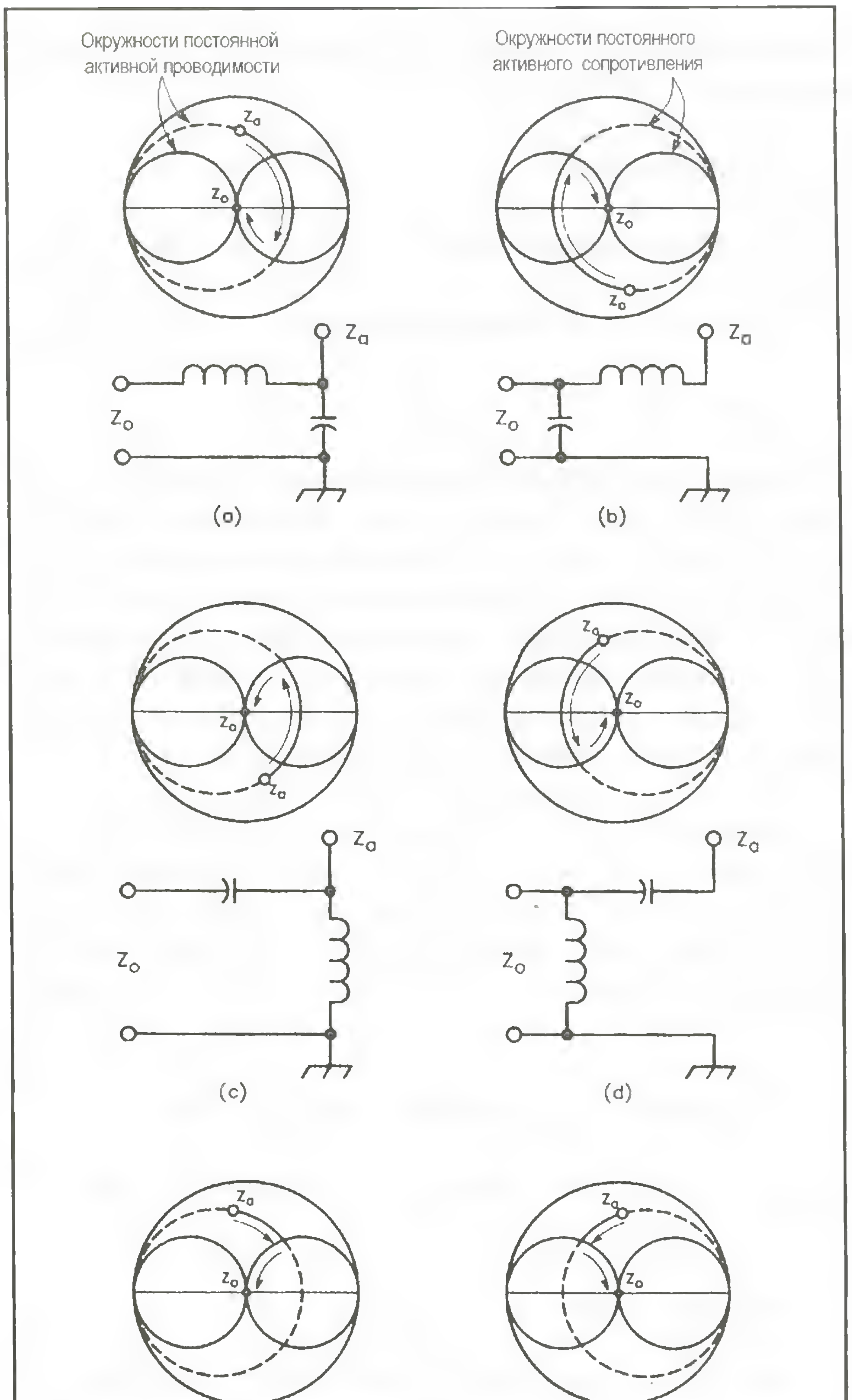

Окружности постоянной активной проводимости
Окружности постоянного активного сопротивления
Z_a
Z_o
(a)
(b)
(c)
(d)
(e)
(f)
(g)
(h)

Рис.6.9. Проектные процедуры по диаграмме Смита для решений от a до h, как описано в рис. 6-8. (Из книги W.N. Caron, Antenna Impedance Matching) При наличии компьютера вы можете использовать программу ARRL MICROSMITH для быстрого и легкого расчета значения согласования, представленном в графическом виде на экране.

В программный модуль L-NETWORK пользователь может вводить следующие данные:

- Рабочая частота;
- Сопротивление кабеля;
- Активное сопротивление нагрузки;
- Реактивное сопротивление нагрузки.

На **рис.6.10** представлена распечатка с экрана в случае, когда мы рассчитываем L - цепь, согласующую сопротивление 36.6 – j0 Ом с сопротивлением линии передачи 50-Ом. С помощью ввода параметров линии мы легко можем изменить любые вводимые данные. Если результатом преобразования является схема с одним компонентом, имеющим высокое реактивное сопротивление, мы можем попробовать исключить этот компонент.

Программы SERIES NETWORK или SHUNT NETWORK покажут вам какие значения использовать, и если согласование не идеальное, вы, возможно, захотите получить доступ к расчету КСВ, путем перехода в модуль SWR CALCULATION из пакета программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE.

4.2.1. Номинальные значения компонентов.

Какие типы конденсаторов и индуктивностей необходимы для построения L - цепей?

• Конденсаторы.

Мощность передатчика, так же как и расположение элемента в L - цепи определит номинальные значения напряжения и тока, необходимые для конденсатора.

- Если конденсатор соединен параллельно с 50-Ом линией передачи (предположив, что значение КСВ равно 1), то напряжение на конденсаторе вычисляется как E = $\sqrt{P\times R}$.

Возьмем 1500 Вт и 50-Ом линию питания.

$$E = \sqrt{1500\times 50} = 274 \text{ В (RMS)}.$$

Пиковое значение напряжения равно

$$274\times\sqrt{2} = 287 \text{ В}.$$

- Если конденсатор соединен между базой антенны и землей, мы можем рассуждать аналогично. Но теперь нам нужно знать абсолютное значение сопротивления антенны. Возьмем сопротивление в точках питания равным 90+j110 Ом (R_r = 90). Модуль сопротивления антенны равен:

$$Z_{ant} = \sqrt{90^2 + 110^2} = 142.1 \text{ Ом}$$

Напряжение на входе антенны рассчитывается:

$$E = I\times Z_{ant} = \sqrt{\frac{P}{R_r}}\times Z_{ant} = \sqrt{\frac{1500}{900}}\times 142.1 =$$

$$= 580\ В\ (RMS) = 820\ В\ (peak).$$

- Если конденсатор является последовательным элементом схемы, и если параллельный элемент присоединен между линией передачи и землей (со стороны передатчика), то ток через конденсатор равен току питания антенны. Возьмем сопротивление в точках питания равным 120+j190 Ом. Модуль входного сопротивления равен:

$$Z = \sqrt{120^2 + 190^2} = 225\ Ом.$$

Возьмем мощность в 1500 Вт, тогда значение тока возбуждения равно:

$$I = \sqrt{\frac{P}{Z}} = \sqrt{\frac{1500}{225}} = 2.58\ A.$$

Предположим, что конденсатор имеет значение 200 pF, частота работы равна 3.65 МГц. Сопротивление конденсатора будет равно:

$$X_C = \frac{10^6}{2\pi fC} = \frac{10^6}{2\pi\times 3.65\times 200} = 218\ Ом,$$

где f измеряется в МГц, а C в pF. Напряжение на конденсаторе равно:

$$E = I\times Z = 2.58\times 218 = 562\ В\ (RMS)$$

или

$$795\ В\ (peak).$$

- Если конденсатор является последовательным элементом L - цепи и если параллельный элемент присоединен между входом антенны и землей, то ток через конденсатор равен току проходящему в 50-Ом линии питания. Возьмем КСВ равный 1 в 50-Ом линии передачи и уровень мощности 1500 Вт, тогда ток равен:

$$I = \sqrt{\frac{P}{Z}} = \sqrt{\frac{1500}{50}} = 5.48\ A$$

Возьмем тот же, что и в вышеописанном примере, конденсатор в 200 pF, сопротивление которого на частоте 3.65 МГц равно 218 Ом. Напряжение на конденсаторе теперь будет равно:

$$E = I\times Z = 5.48\times 218 = 1194\ В\ (RMS)$$

или

$$1689\ В\ (peak).$$

На практике мы всегда должны обеспечить, по крайней мере, 100% фактор сохранности на эти компоненты. Для конденсаторов включенных параллельно с небольшими сопротивлениями, можно использовать слюдяные конденсаторы проходного типа, так же как и подстроечные, которые используются как нагрузочные конденсаторы в П-образных схемах линейных усилителей.

В качестве последовательных конденсаторов, можно использовать только керамические конденсаторы проходного типа. Для точной настройки можно использовать переменные конденсаторы с высоким напряжением или предпочтительно вакуумные переменные конденсаторы. Я обычно использую параллельно соединенные керамические конденсаторы проходного типа параллельно с вакуумным переменным конденсатором небольшой емкости (это можно приобрести за небольшую цену на барахолке).

- **Катушки.**

До значения индуктивности около 5 µH, бескаркасные катушки обычно являются наилучшим выбором. Индуктивность катушки в виде ролика очень легко регулировать при испытании новой схемы. Как только вычисленные значения уточнены экспериментальным путем, катушку с переменной индуктивностью можно заменить катушкой с фиксированной индуктивностью. Бескаркасные катушки большого диаметра, выполненные из толстого провода хорошо подходят для применения.

Выше 5 µH, можно использовать тороидальные прессованные. Ферритовые сердечники не подходят для установки, поскольку эти сердечники менее стабильны и легко насыщаются, тороидальные сердечники из измельченного железа большего размера, которые можно использовать для установки, приведены в **таблице 6.2**.

Требуемое количество витков для конкретной катушки можно определить по формуле:

$$N = 100 \times \sqrt{\frac{L}{A_L}}, \quad (6.2)$$

где L – требуемая индуктивность, измеряется в µH,
AL – значение, взятое из табл. 6.2.
Затухание в кабеле (в фут/dB)

Мощность передатчика определяет требуемый размер сердечника. В целях безопасности хорошо выбирать сердечник немного больших размеров. Можно расположить два идентичных сердечника, чтобы увеличить нагрузочную способность, так же как и A_L фактор. Ограничения мощности для прессованных сердечников обычно определяется увеличением температуры сердечника. Для минимальных омических потерь используйте эмалированный медный провод большого диаметра, и оберните сердечник лентой из стеклоткани до намотки катушки. Это предотвратит искрение на высоких уровнях мощности.

Возьмем для примера: Катушка индуктивности 14.4 µH содержит 20 витков на сердечнике N400F2. Можно использовать провод AWG4 или AWG6 с равным расстоянием между витками. Такой сердечник запросто будет работать при мощности более 1500Вт.

Во всех случаях вы должны измерить индуктивность сердечнике. Значения A_L могут варьироваться в пределах 10%. Получается, что некоторые дистрибьюторы (например Amidon) продают сердечники различных типов под номерами, которые дают им производители, чем объясняется разница в их характеристиках.

При измерении индуктивности тороидального сердечника, очень важно делать это на рабочей частоте, особенно когда имеете дело с ферритовым материалом. Отношение сопротивления к частоте не линейно для этого типа материала. Будьте осторожны при работе с цифровым L-C метром, который обычно использует одну фиксированную частоту для всех измерений (например, 1 МГц).

Методы точного измерения сопротивлений на определенных частотах описаны в главе 11 (антенные решетки).

- **Дымовой тест.**

Две вещи могут работать неправильно в согласующей схеме:

- Конденсаторы вспыхнут (короткое замыкание, взрыв, испарение, воспламенение, возгорание и пр.) если их предельно допустимое напряжение слишком низкое.
- Конденсаторы или катушки нагреются (и через некоторое время выйдут из строя), если ток через них имеет слишком высокое значение или предельно допустимый ток элементов слишком мал.

Во втором случае, повышенное значение тока вызовет нагревание как проводника (катушки), так и диэлектрика (конденсатора).

Узнать есть ли какие-либо потери в конденсаторе, вызванные высокими значениями ВЧ тока, можно измерив температуру конденсаторов (только отключенных!) после воздействия на них в течение нескольких минут непрерывной несущей. Это хороший тест для катушек и конденсаторов в схеме. Если чрезмерное нагревание слишком очевидно, рассмотрите вариант использования элементов с более высокими эксплуатационными свойствами. Эта процедура также применима в случае с тороидальными сердечниками.

4.3. Согласующий шлейф.

Согласующий шлейф используют для согласования активного или комплексного сопротивлений с сопротивлением линии передачи. С помощью программного модуля STUB MATCHING, входящего в пакет программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE можно рассчитать положение шлейфа на линии и длину шлейфа, и должен ли шлейф быть открыт или закорочен на конце. Этот метод согласования (комплексного) сопротивления с линией может заменить L - цепь. Этот подход экономит два элемента L-образной схемы, но требует дополнительный кабель для шлейфа.

Шлейф также может быть установлен в месте на линии питания, до которого трудно добраться. На **рис.6.11** показана распечатка из компьютерной программы, где мы согласуем сопротивление 36.6 Ом с линией питания 50-Ом. Заметьте, что между нагрузкой и шлейфом линия не согласована, но зато за шлейфом линия теперь согласована. Программа выдает положение и длину линии в электрических градусах. Чтобы преобразовать их в длину кабеля вы должны учесть коэффициент укорочения используемой линии питания.

4.3.1. Замена шлейфа дискретным элементом.

Метод согласующего шлейфа часто не дает нужных результатов на низких частотах из-за длины кабеля, необходимого для шлейфа. Модуль STUB MATCGING также выводит значение элемента эквивалентного шлейфу (в μH или в pF). Ничто не помешает заменить шлейф эквивалентным конденсатором или индуктивностью, которые должны быть установлены параллельно с линией передачи в точке, где должен был находиться шлейф.

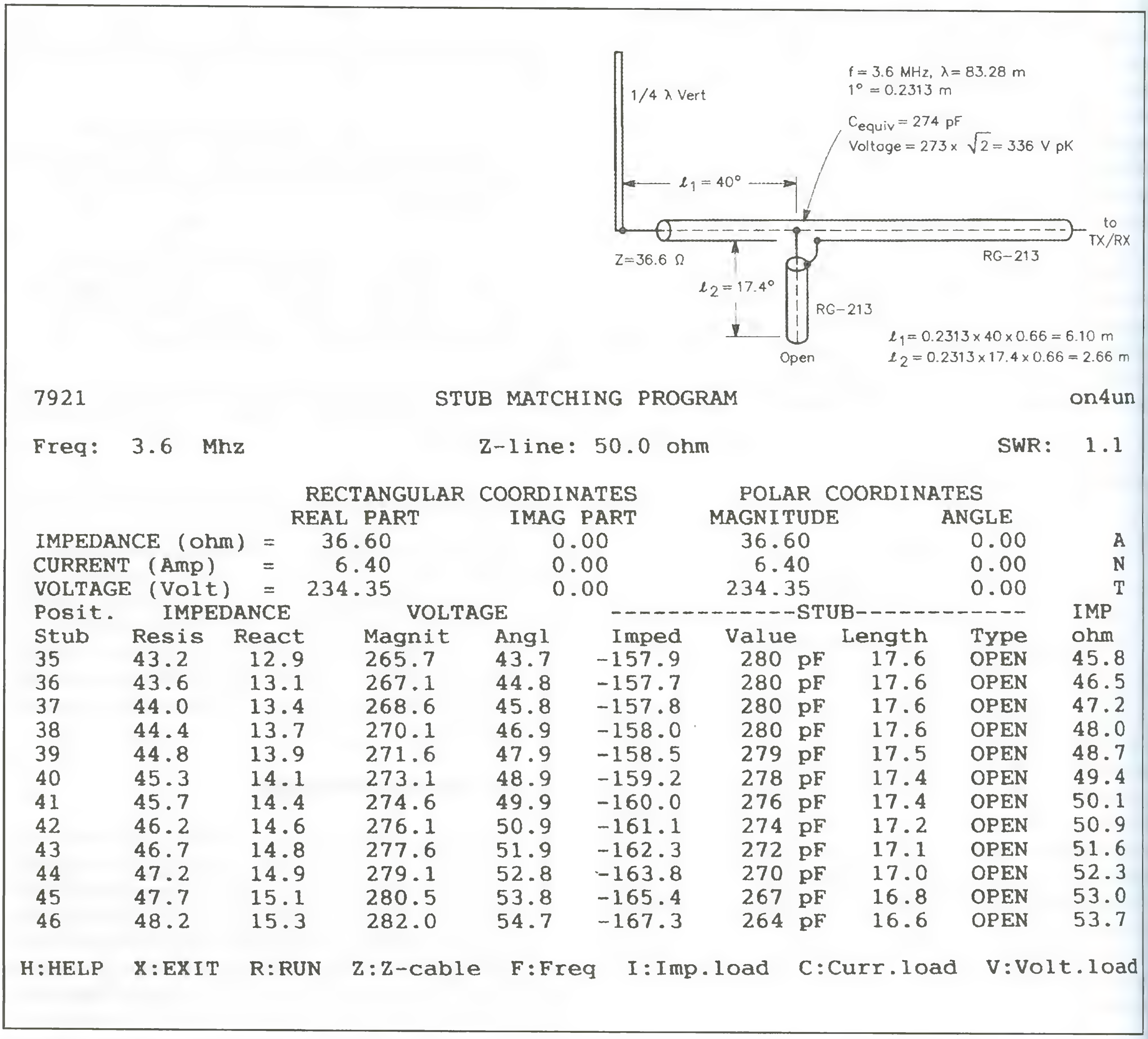
Эта же программа показывает напряжение в точке, где расположен шлейф или дискретный элемент. Чтобы узнать необходимое напряжение для параллельного конденсатора, необходимо знать напряжение в нагрузке.

Рассмотрим следующий пример: 50-Ом нагрузка (активная), сопротивление линии 75 Ом, а мощность в антенне 1500 Вт. Следовательно, среднеквадратичное значение напряжения в антенне равно:

$$V = \sqrt{P \times R} = \sqrt{1500 \times 50} = 274B.$$

Запустив модуль STUB MATCHING, мы обнаружим, что точка с сопротивлением в 75-Ом находится на расстоянии 39 градусов от нагрузки. См. **рис.6.12**.

Требуемая длина 75 Ом шлейфа, с холостым ходом на дальнем конце, для достижения этого активного сопротивления равна 22.2 градуса (эквивалентна 230 pF для рабочей частоты в 3.6 МГц). Напряжение в этой точке линии равно 334 В (RMS) (472 В (peak)).



```
7921                        STUB MATCHING PROGRAM                     on4un

Freq:  3.6  Mhz               Z-line: 50.0 ohm                   SWR:  1.1

                  RECTANGULAR COORDINATES        POLAR COORDINATES
                  REAL PART       IMAG PART    MAGNITUDE         ANGLE
IMPEDANCE (ohm) =   36.60          0.00          36.60            0.00     A
CURRENT (Amp)   =    6.40          0.00           6.40            0.00     N
VOLTAGE (Volt)  =  234.35          0.00         234.35            0.00     T
Posit.   IMPEDANCE        VOLTAGE         -------------STUB------------   IMP
Stub    Resis   React    Magnit    Angl    Imped    Value   Length   Type   ohm
35      43.2    12.9     265.7     43.7   -157.9    280 pF    17.6   OPEN   45.8
36      43.6    13.1     267.1     44.8   -157.7    280 pF    17.6   OPEN   46.5
37      44.0    13.4     268.6     45.8   -157.8    280 pF    17.6   OPEN   47.2
38      44.4    13.7     270.1     46.9   -158.0    280 pF    17.6   OPEN   48.0
39      44.8    13.9     271.6     47.9   -158.5    279 pF    17.5   OPEN   48.7
40      45.3    14.1     273.1     48.9   -159.2    278 pF    17.4   OPEN   49.4
41      45.7    14.4     274.6     49.9   -160.0    276 pF    17.4   OPEN   50.1
42      46.2    14.6     276.1     50.9   -161.1    274 pF    17.2   OPEN   50.9
43      46.7    14.8     277.6     51.9   -162.3    272 pF    17.1   OPEN   51.6
44      47.2    14.9     279.1     52.8   -163.8    270 pF    17.0   OPEN   52.3
45      47.7    15.1     280.5     53.8   -165.4    267 pF    16.8   OPEN   53.0
46      48.2    15.3     282.0     54.7   -167.3    264 pF    16.6   OPEN   53.7

H:HELP  X:EXIT  R:RUN  Z:Z-cable  F:Freq  I:Imp.load  C:Curr.load  V:Volt.load
```

Рис.6.11. Резистивная нагрузка 36.6 Ом согласована с линией питания 50 Ом, с использованием согласующего шлейфа.

Заметьте, что длина шлейфа никогда не будет длиннее 1/4 длины волны (как холостого, так и коротко-замкнутого).

4.3.2. Согласование последовательно включенными дискретными элементами.

В согласующем шлейфе в 50-Ом системе мы ищем в несогласованной линии точку, в которой сопротивление линии вместе с сопротивлением шлейфа будет давать сопротивление 50-Ом.

Этот вариант заключается в поиске точки на линии, в которой установка последовательных сопротивлений даст 50 Ом. В этой точке сопротивление будет равно (50+jX) Ом или (50-jY) Ом. Все, что мы должны сделать, это соединить в этой точке конденсатор или индуктивность последовательно с кабелем. Реактивное сопротивление конденсатора будет равно X Ом, а сопротивление индуктивности равно Y Ом.

Пример: Согласовать нагрузку 50-Ом с линией 75- Ом (тот же пример, что и описанный выше).

Программный модуль IMPEDANCE ITERATION из пакета программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE выводит сопротивление в линии с приращением в 1 градус, начиная с 1 градуса от нагрузки. Где-то на линии мы найдем сопротивление, реальная часть которого равна 75 Ом (см. **рис.6.13**). Отметьте расстояние от нагрузки. В нашем примере оно равно 51 градус от 50 Ом нагрузки. Сопротивление в этой точке равно 75.2 + j30.7 Ом.

Если мы хотим получить ток через последовательные элементы (что особенно важно, если последовательные элементы являются конденсатором), мы должны ввести в программе действительные значения тока или напряжения нагрузки. Возьмем мощность антенны 1500 W, тогда ток в антенне равен:

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1500}{50}} = 5.47A.$$

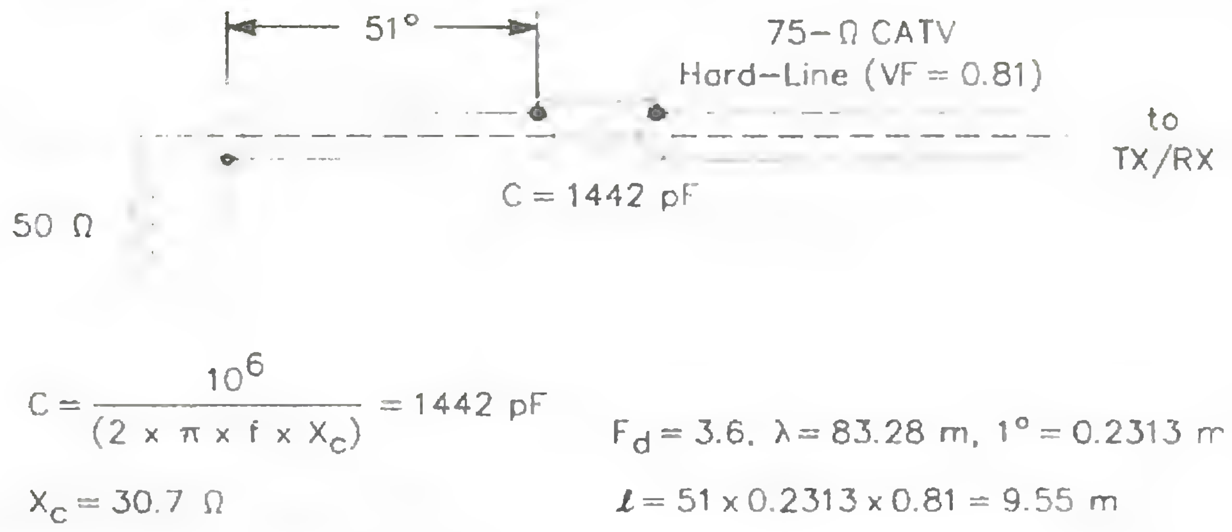
Все что от нас сейчас требуется, это соединить сопротивление -30.7 Ом (емкостное реактивное сопротивление) последовательно с линией в той точке.

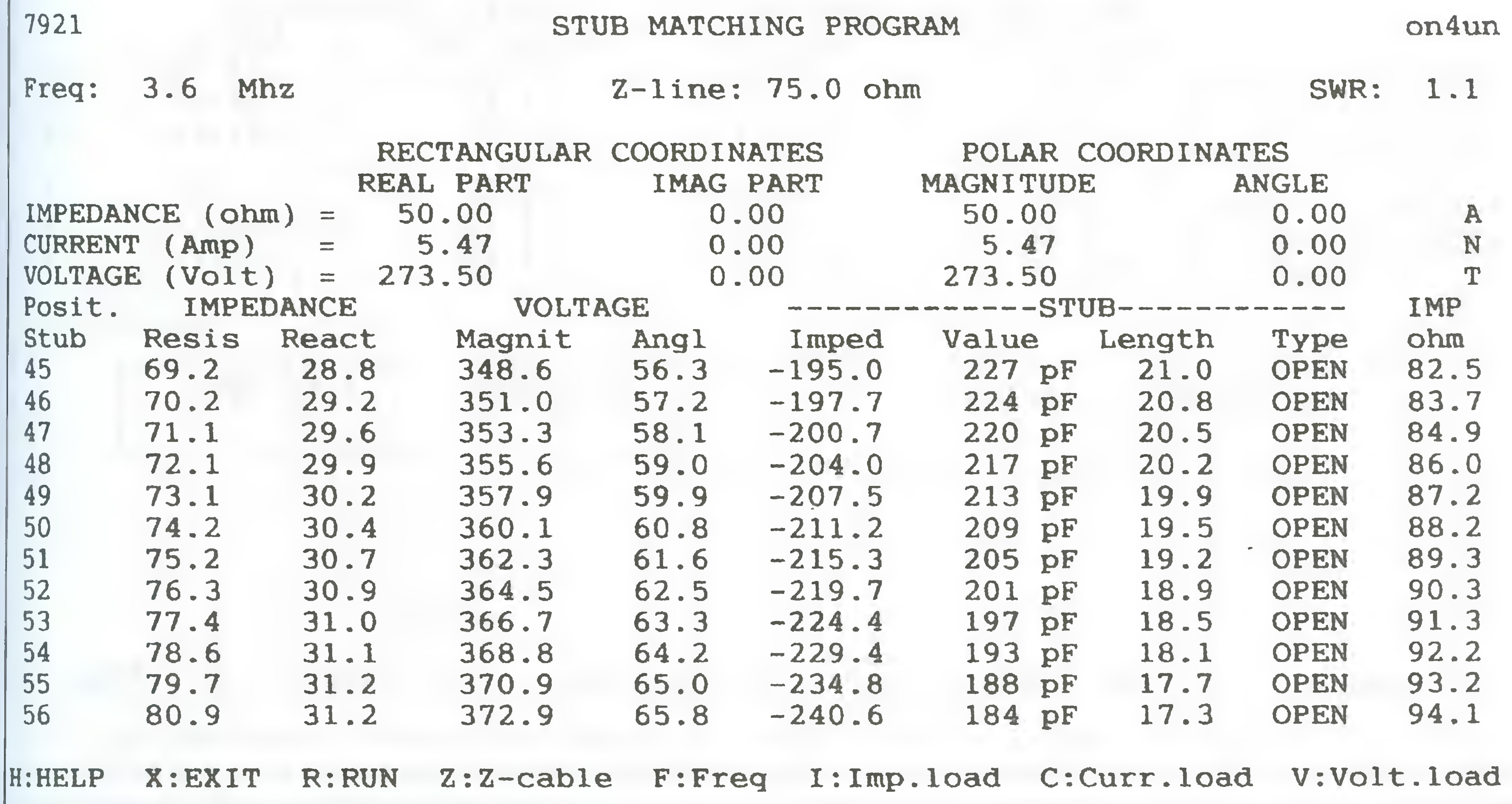
Заметьте, что ток в этой точке равен:

$$I = \sqrt{\frac{1500}{75.2}} = 4.46A.$$

С помощью программного модуля SERIES IMPEDANCE NETWORK можно рассчитать требуемое значение элемента. В нашем примере, требуемый конденсатор имеет значение 1442 pF на частоте 3.6 МГц (**рис.6.14**).

Fig 6-13—Example of how a series element can match a 50-Ω load to a 75-Ω transmission line. See text for details.


51°
75-Ω CATV
Hard-Line (VF = 0.81)
to
TX/RX
C = 1442 pF
50 Ω
C = 10^6 / (2 x π x f x X_c) = 1442 pF
X_c = 30.7 Ω
F_d = 3.6, λ = 83.28 m, 1° = 0.2313 m
ℓ = 51 x 0.2313 x 0.81 = 9.55 m



```
7921                     STUB MATCHING PROGRAM                      on4un

Freq:  3.6  Mhz              Z-line: 75.0 ohm                    SWR:  1.1

                  RECTANGULAR COORDINATES        POLAR COORDINATES
                 REAL PART        IMAG PART     MAGNITUDE         ANGLE
IMPEDANCE (ohm) =   50.00            0.00         50.00            0.00      A
CURRENT (Amp)   =    5.47            0.00          5.47            0.00      N
VOLTAGE (Volt)  =  273.50            0.00        273.50            0.00      T
Posit.   IMPEDANCE          VOLTAGE        -------------STUB------------   IMP
Stub    Resis    React     Magnit    Angl     Imped    Value    Length    Type    ohm
45      69.2     28.8      348.6     56.3    -195.0    227 pF    21.0     OPEN    82.5
46      70.2     29.2      351.0     57.2    -197.7    224 pF    20.8     OPEN    83.7
47      71.1     29.6      353.3     58.1    -200.7    220 pF    20.5     OPEN    84.9
48      72.1     29.9      355.6     59.0    -204.0    217 pF    20.2     OPEN    86.0
49      73.1     30.2      357.9     59.9    -207.5    213 pF    19.9     OPEN    87.2
50      74.2     30.4      360.1     60.8    -211.2    209 pF    19.5     OPEN    88.2
51      75.2     30.7      362.3     61.6    -215.3    205 pF    19.2     OPEN    89.3
52      76.3     30.9      364.5     62.5    -219.7    201 pF    18.9     OPEN    90.3
53      77.4     31.0      366.7     63.3    -224.4    197 pF    18.5     OPEN    91.3
54      78.6     31.1      368.8     64.2    -229.4    193 pF    18.1     OPEN    92.2
55      79.7     31.2      370.9     65.0    -234.8    188 pF    17.7     OPEN    93.2
56      80.9     31.2      372.9     65.8    -240.6    184 pF    17.3     OPEN    94.1

H:HELP  X:EXIT  R:RUN  Z:Z-cable  F:Freq  I:Imp.load  C:Curr.load  V:Volt.load
```

Рис.6.13. Пример того, как последовательный элемент согласует нагрузку 50-Ом с линией передачи 75-Ом.

Требуемое номинальное значение напряжения (RMS) рассчитывается путем умножения тока через конденсатор на емкостное реактивное сопротивление, что дает значение:

$$E = I \times Z = 4.46 \times 30.7 = 136.9\ B\ (RMS)$$

$$= 193.6\ B\ (peak).$$

В случае комплексного сопротивления нагрузки методика расчета аналогична, но вместо ввода активного сопротивления нагрузки (в нашем примере 50 Ом) мы должны ввести комплексное сопротивление.

4.4. Согласующая система высокого сопротивления.

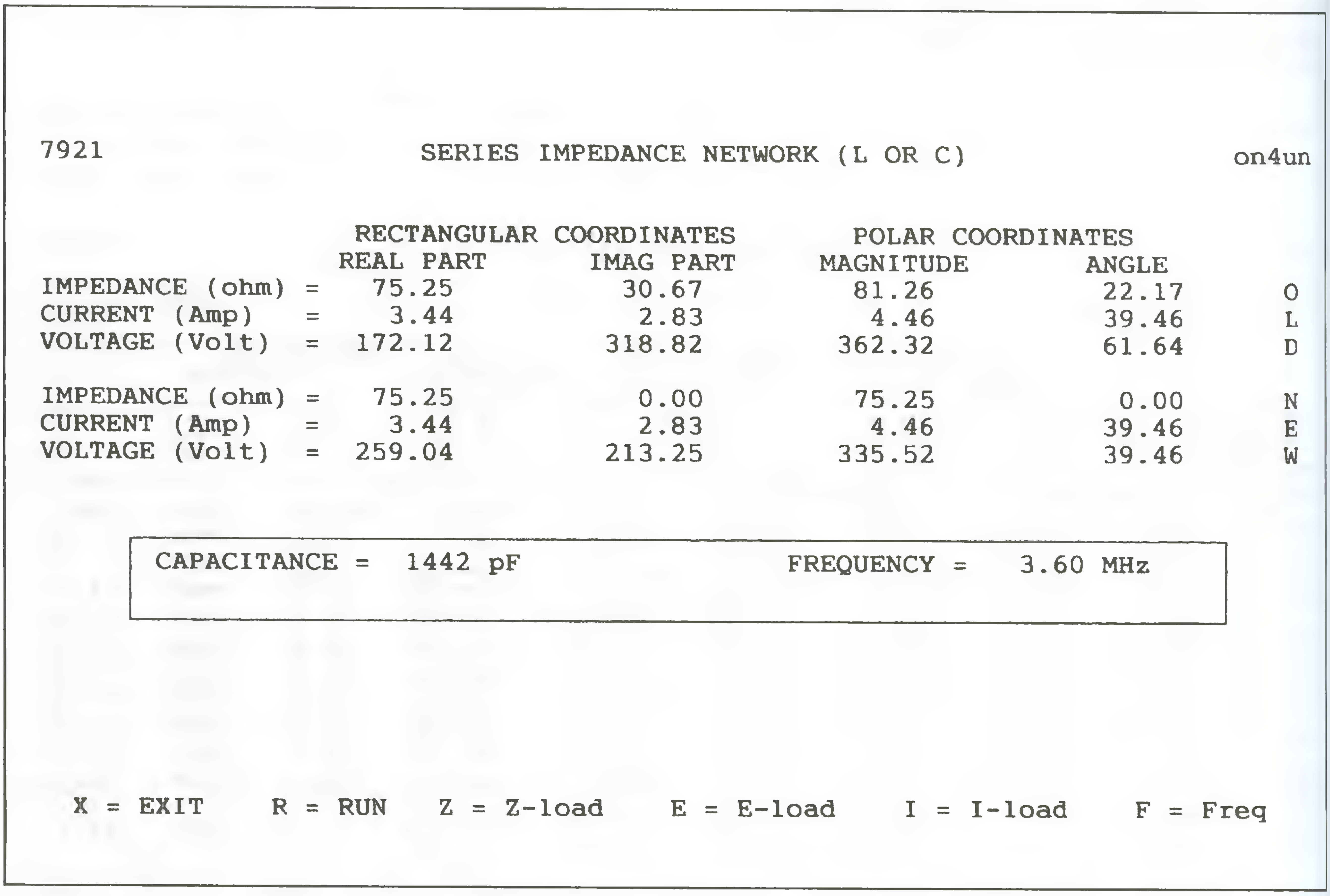
Антенны с несимметричным входным сопротивлением высокого значения, (например полуволновая вертикальная антенна с возбуждением у земли, Т-образная антенна с питанием в пучности напряжения, антенна Bobtail и пр.) наилучшим образом могут возбуждаться параллельным колебательным контуром, в котором 50-Ом кабель подключен к отводу катушки для небольшого значения КСВ. См. **рис.6.15**, (A), (B) и (C). Антенны с симметричным высоким входным сопротивлением, такие как два полуволновых (коллинеарных) диполя в фазе, биквадраты, и пр. могут быть подключены напрямую открытой линией передачи 600-Ом к качественному антенному тюнеру. **Рис.6.15** (D).

Другим привлекательным решением является использование открытой линии 600-Ом и согласующего шлейфа, **рис.6.15** (E). Предположим входное сопротивление равным 5000 Ом. С помощью программного модуля STUB MATCHING, мы определим, что точка с сопротивлением 200-Ом находится на расстоянии 81 градуса от нагрузки. Требуемый при 600-Ом шлейф, который нужно соединить параллельно в этой точке, будет длинной 14 градусов (X = 154 Ом).

Теперь симметричное входное сопротивление будет равно 200 Ом. Используя симметрирующее устройство 4:1, в этой точке можно будет присоединить линию передачи 50-Ом.

Давайте сформулируем преимущества и недостатки обеих систем питания.

- Настраиваемые открытые линии передачи.
- Наименьшее количество элементов, т.е. наименьшая степень вероятности какой-либо неполадки.
- Видимо наименьшие потери.
- Очень гибкая (можно настраивать из радиобудки).
- Открытые линии передачи по механическим свойствам менее привлекательны.
- Согласующий шлейф плюс симметрирующее устройство и коаксиальная линия питания.
- С коаксиальным кабелем намного легче управляться.



```
7921                 SERIES IMPEDANCE NETWORK (L OR C)                    on4un


                    RECTANGULAR COORDINATES       POLAR COORDINATES
                    REAL PART      IMAG PART    MAGNITUDE        ANGLE
IMPEDANCE (ohm) =    75.25          30.67         81.26          22.17       O
CURRENT (Amp)   =     3.44           2.83          4.46          39.46       L
VOLTAGE (Volt)  =   172.12         318.82        362.32          61.64       D

IMPEDANCE (ohm) =    75.25           0.00         75.25           0.00       N
CURRENT (Amp)   =     3.44           2.83          4.46          39.46       E
VOLTAGE (Volt)  =   259.04         213.25        335.52          39.46       W


        CAPACITANCE =  1442 pF                 FREQUENCY =   3.60 MHz



  X = EXIT    R = RUN   Z = Z-load    E = E-load    I = I-load    F = Freq
```

Рис.6.14. Расчет значения последовательного элемента, требуемого для настройки реактивного сопротивления нагрузки 75.248 + j30.668 Ом.

4.5. Широкополосные трансформаторы.

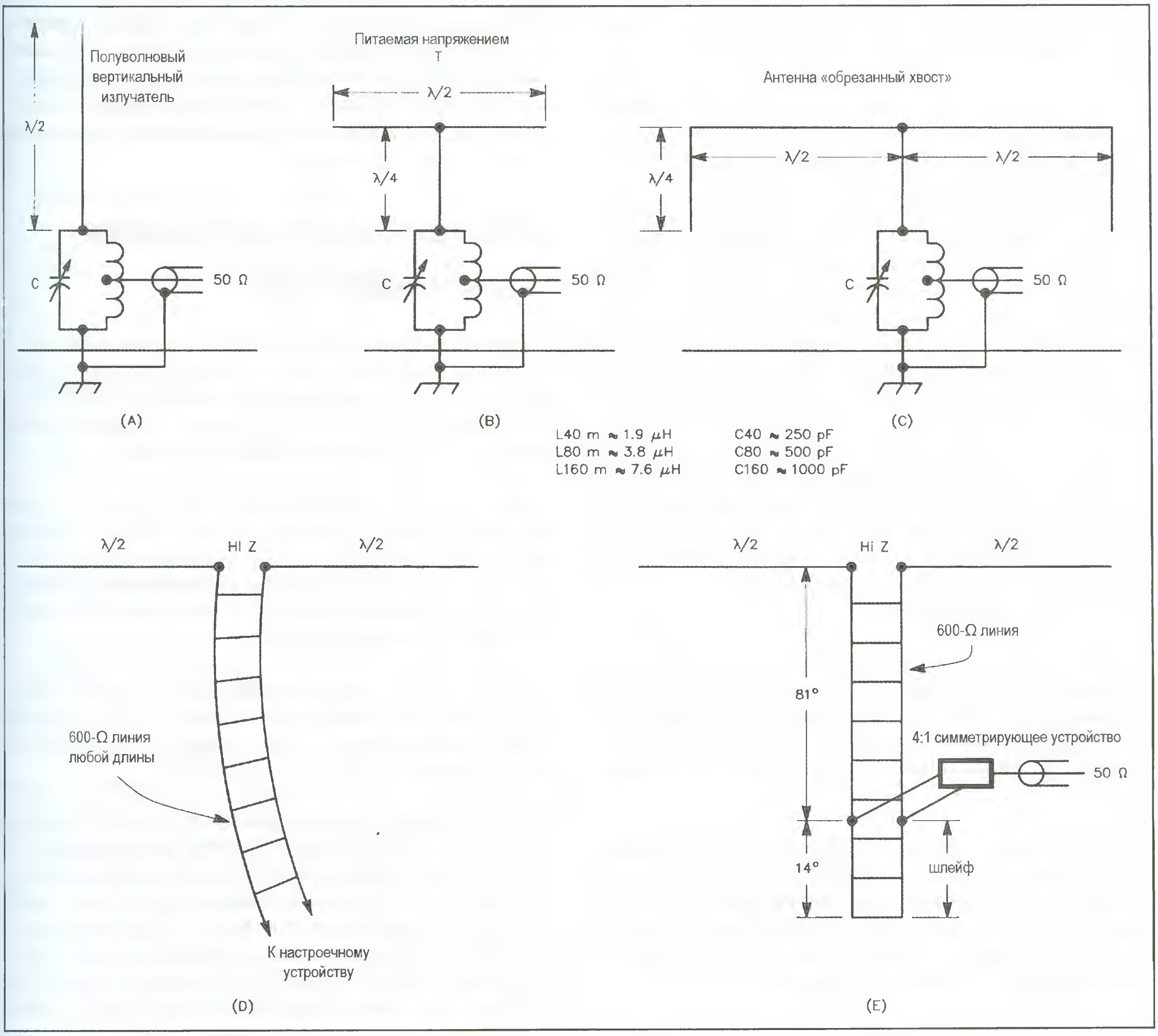
4.5.1. Широкополосные трансформаторы с низким сопротивлением.

Широкополосные трансформаторы существуют в двух вариантах: классический автотрансформатор и трансформатор на линиях передачи. Первый вариант является трансформатором с плавной регулировкой, подлинным автотрансформатором. Второй вариант использует свойства линии передачи. Общим между ними является то, что они часто наматываются на тороидальных сердечниках. Целью данной книги не является очень детальное рассмотрение этого вопроса.

В главе 7 можно найти некоторые подробности, там такие широкополосные трансформаторы часто используются для согласования с некоторыми приемными антеннами. Transmission Line Transformer, J.Sevick, W2FMI, является отличным руководством по трансформаторам на линиях передачи. В ней вы найдете все, что вам может понадобиться о широкополосных высокочастотных трансформаторах.

4.5.2. Широкополосный трансформатор с высоким сопротивлением.

Если сопротивление нагрузки антенны имеет высокое значение и в основном активно (как в случае с полуволновой вертикальной антенной с питанием у основания), можно использовать широкополосный трансформатор, который используют в транзисторных выходных каскадах усилителей мощности. На **рис.6.16** представлен проект F Collins, W1FC. В качестве первичной обмотки с низким сопротивлением используются два витка провода диаметром 2 мм с тефлоновым изолятором пропущенные через два набора 15-ти тороидальных сердечников из порошкового железа (Amidon N50-2) с внешним диаметром полдюйма. Вторичная обмотка состоит из 8 витков. Отношение витков равно 4:1, а коэффициент трансформации сопротивления равен 16:1.



Полуволновый вертикальный излучатель
λ/2
C
50 Ω
(A)
Питаемая напряжением T
λ/2
λ/4
C
50 Ω
(B)
Антенна «обрезанный хвост»
λ/2
λ/2
λ/4
C
50 Ω
(C)
L40 m ≈ 1.9 μH
L80 m ≈ 3.8 μH
L160 m ≈ 7.6 μH
C40 ≈ 250 pF
C80 ≈ 500 pF
C160 ≈ 1000 pF
λ/2
HI Z
λ/2
600-Ω линия любой длины
К настроечному устройству
(D)
λ/2
Hi Z
λ/2
600-Ω линия
81°
4:1 симметрирующее устройство
50 Ω
14°
шлейф
(E)

Рис.6.15. **Рекомендуемые методы возбуждения для антенн с высоким входным сопротивлением (от 2000 до 5000 Ом). На несимметричные входы можно подавать мощность посредством колебательного контура. На симметричные входы – посредством подсоединения открытой линии к антенному тюнеру или при помощи согласующего шлейфа и ССУ 4:1 (200 до 50-Ом) и линии передачи 50-Ом.**

Эффективность трансформатора можно проверить, подключив его к высокомощному 800-Ом эквиваленту нагрузки (или к антенне, если нет в наличии подходящей нагрузки), и дать полную мощность через трансформатор на пару минут. Начните с небольшой мощности. Лучше сохранить, чем жалеть. Если вы заметите признаки нагревания сердечника, добавьте больше сердечников к набору. Преимущество такого трансформатора заключается в том, что не происходит никакого сдвига фазы между входом и выходом, и следовательно его можно легко встраивать в фазированные антенные решетки.

5. Кабель 75 Ом в 50 - Ом системе.

Отрезки 75-Ом коаксиального кабеля часто можно взять в компаниях, которые занимаются кабельным телевидением. Если к низкочастотным антеннам подключены очень длинные линии, то низкое затухание является плюсом. Если кто-то хочет получить 50-Ом сопротивление, нужно использовать систему трансформаторов.

О трансформаторах с тороидальными сердечниками (так называемые несимметричные трансформаторы) написано во многих источниках [1307, 1517, 1518, 1521, 1522, 1523, 1524, 1525, 1526, 1527, 1528, 1829, 1830]. Несимметричные трансформаторы спроектированы для очень широкой области отношений сопротивлений. Одним из вариантов применения является использование в качестве согласующей системы для короткой нагруженной вертикальной антенны. Если короткая нагруженная вертикальная антенна используется над хорошей системой противовесов, то ее сопротивление будет ниже 50 Ом. О несимметричных трансформаторах пишут, что они согласуют например, 25 с 50 или 37.5 с 50 Ом.

Трансформирующие системы также могут быть сделаны с использованием только коаксиального кабеля, без единого дискретного элемента. Если имеется в наличии 60-Ом коаксиальный кабель (как во многих европейских странах), то четвертьволновый отрезок легко преобразует 75 Ом к 50 Ом на своих концах.

Carroll, K1XX, описал несинхронный согласующий трансформатор и сравнил его с системой согласования при помощи шлейфа [1318]. В то время как тороидальный трансформатор широкополосный, шлейф и несинхронные трансформаторы являются однополосными устройствами.

По сравнению с четвертьволновыми трансформаторами, которым нужен коаксиальный кабель с сопротивлением равным среднегеометрическому значению двух согласуемых сопротивлений, несинхронному трансформатору нужны только кабели с такими же сопротивлениями, которые необходимо согласовать (см. **рис.6.17**).

На самом деле, на низких частотах (и даже выше 30 МГц) потери вызванные использованием кабелей 75-Ом в 50- Ом системе (50-Ом антенна и 50-Ом приемопередатчик/усилитель), в общем, незначительны. Настоящая проблема заключается в том, что 75-Ом линия передачи работает как трансформатор, и даже когда согласуется с идеальной 50-Ом нагрузкой, даст 100 Ом на конце линии, если длина линии кратна нечетному числу линий четвертьволновой длины. Это может вызвать проблемы для вашего линейного усилителя. Простое решение этой проблемы заключается в использовании полуволновых линий (или кратной). Если вы используете многополосную антенну, убедитесь, что линия представляет собой набор полуволн на всех используемых частотах. Для антенны, работающей на 80 и 160 метрах, сделайте, чтобы коаксиальная линия была кратна полуволнам на 160. Возьмем кабель 75-Ом с коэффициентом укорочения 0.8, тогда линия должна быть 0.8 (300/1.83)/2 = 65.6 м или кратной этой длине. Вы можете подстроить длину, согласовав линию с нагрузкой 50-Ом, и отрегулировать длину для минимального КСВ на наивысших частотах (для вышеописанного случая: 3.66 МГц). Не вводите себя в заблуждение, хотя в этом случае КСВ в линии 75-Ом останется 1.5, последствия минимальны поскольку дополнительные потери малы (потому что мы используем линию передачи с низкими собственными потерями) и компенсируются, поскольку эффект трансформации исключен применением линии длиной ½ волны. Чтобы быть абсолютно правильным, в реальных линиях (с потерями) трансформация не является идеальной трансформацией 1:1, но близка к этому значению (1:1 может быть только с линией без потерь).

6. Потребность в низком значении КСВ.

Раньше, многие радиолюбители не понимали КСВ. К сожалению на данный момент ситуация не сильно изменилась. Причины для достижения низкого КСВ часто неправильные, и КСВ часто используется как превосходный параметр, характеризующий работу антенны.

Maxvell, W2DU, опубликовал серию статей о линиях передачи. Это отличный материал для любого, кто серьезно интересуется антеннами и линиями передачи [1308-1311, 1325-1330, 1332]. Эти статьи скомбинированные и дополненные опубликованы ARRL в виде книги, Reflections: Transmission Lines and Antennas.

J. Battle, N4OE, написал очень поучительную статью “What is your Real Standing Wave Ratio?” [1319], подробно описывающую влияние потерь в линии на КСВ (разница между кажущимся КСВ и реальным КСВ).

Каждый слышал комментарии типа, «Моя антенна действительно хороша, потому что КСВ не увеличивается более 1.5 на краях полосы». Низкое значение КСВ не является признаком всех хорошо работающих антенн. Часто бывает прямо противоположное. «Антенна» с наилучшим значением КСВ является качественным эквивалентом нагрузки. Следующими идут антенны, использующие эквиваленты резисторов как часть устройств нагрузки. [663] Не трудно из этого сделать вывод, что низкое значение КСВ не является гарантией эффективного излучения. Причина, по которой КСВ используется неправильно как важный критерий оценки для антенн в том, что его легко измерить,

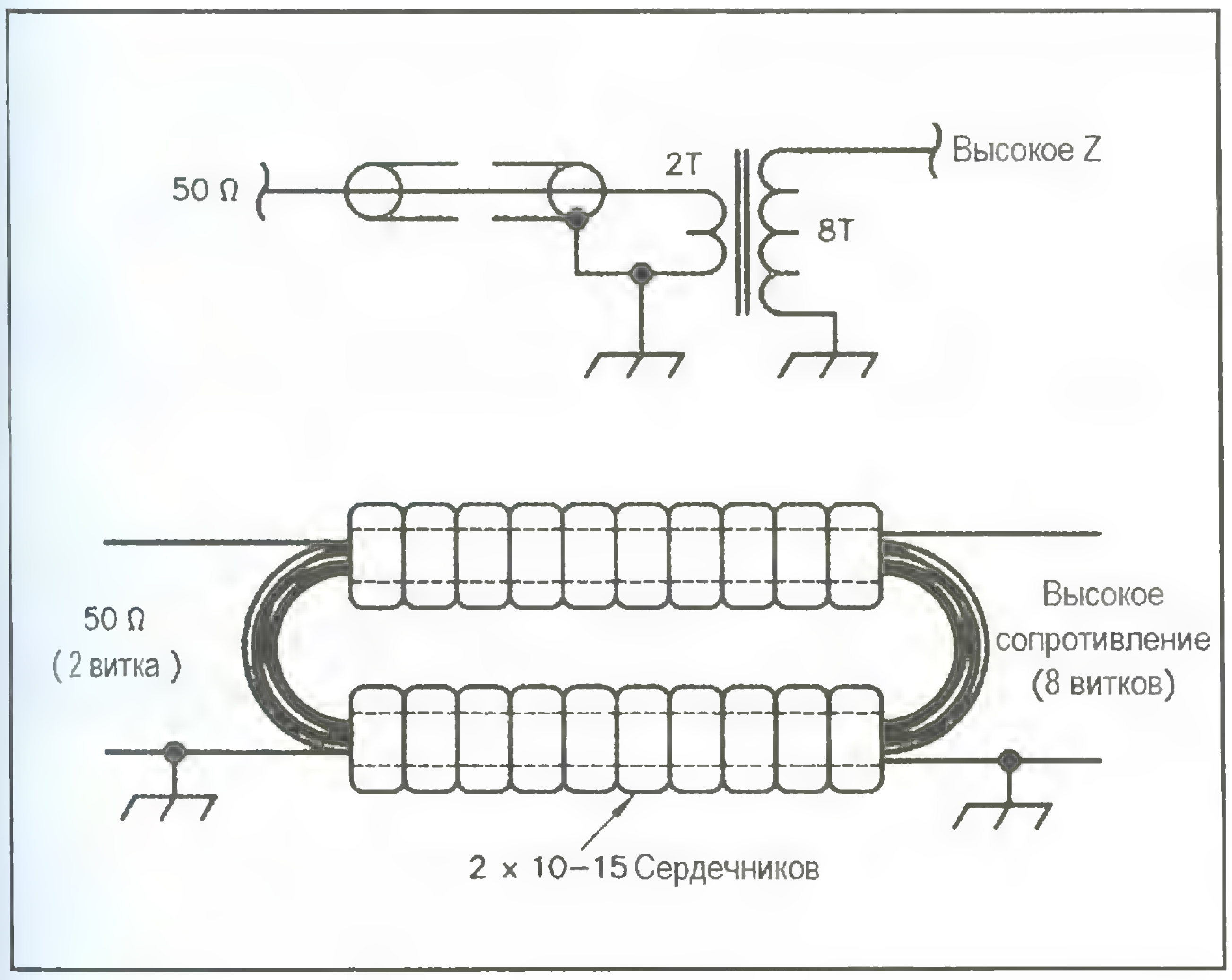


Рис.6.16. Мощный широкополосный трансформатор для больших коэффициентов трансформации, например для питания полуволной вертикальной антенны в ее основании (от 600 до 10000 Ом), используется два набора от 10 до 15 сердечников из порошкового железа (например, Amidon T502-2) диаметром полдюйма. Первичная обмотка состоит из двух витков, а вторичная имеет восемь витков (для трансформации от 50 до 800 Ом).

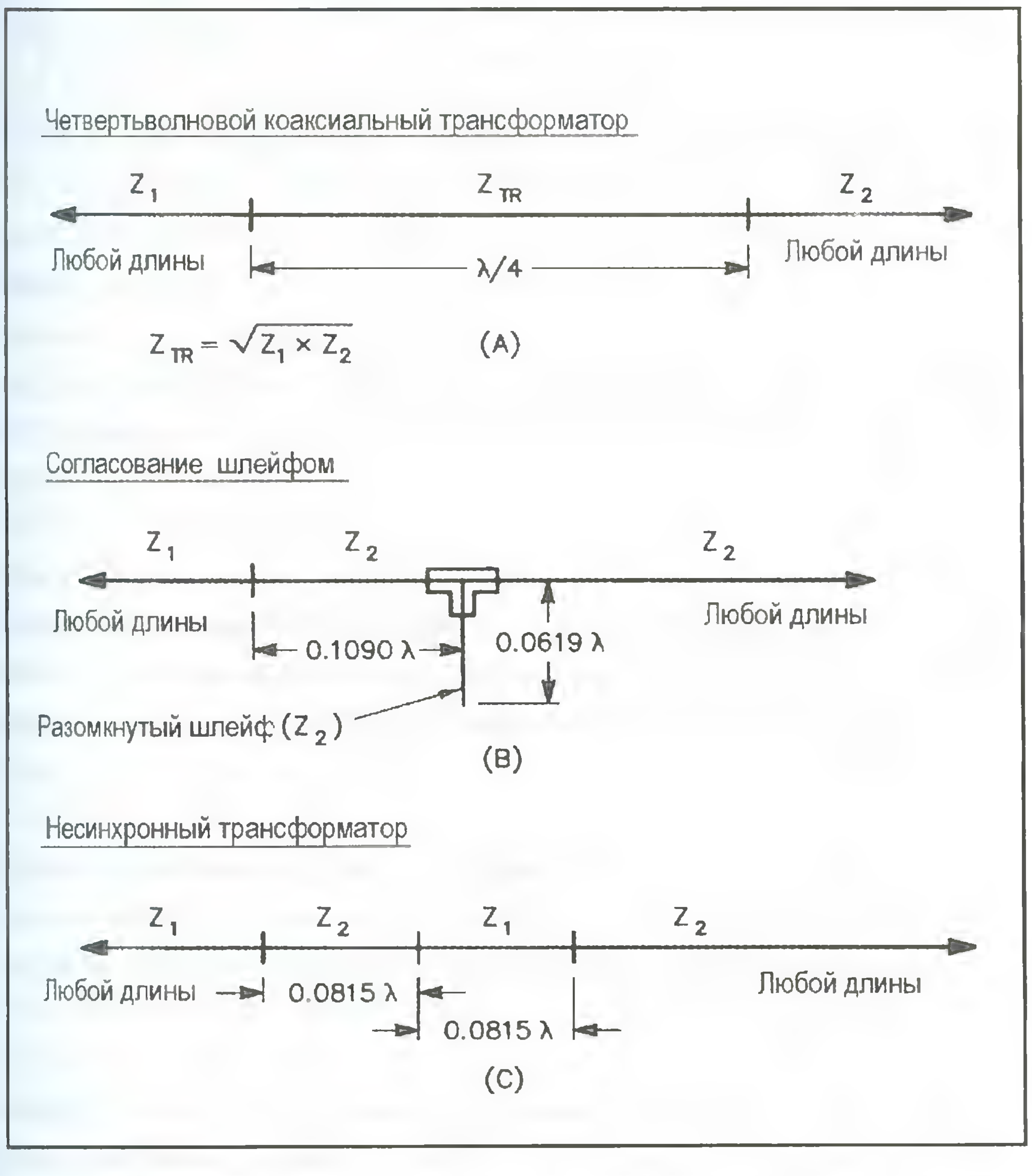


Рис.6.17. Методы согласования кабеля 75-Ом в 50-Ом системе. Четвертьволновый трансформатор в случае (A) использует кабель с сопротивлением равным средне геометрическому значению согласуемых сопротивлений. Система согласующего шлейфа в случае (B) и несинхронная согласующая система в случае (C) требуют только кабелей, используемых для согласования. Шлейф можно заменить конденсатором или индуктивностью. Все эти согласующие системы очень чувствительны к частоте.

Z_{TR} –линия передачи 60-Ом.

Z_1 -линия 50-Ом (или нагрузка).

Z_0 -линия 75-Ом.

когда как важные параметры, такие как характеристики эффективности и излучения измерить намного труднее.

Антенны, использующие нагрузки с потерями, системы с бедной землей, проводники с высоким сопротивлением и т.п, имеют низкое значение КСВ. Электрически короткие антенны всегда должны иметь узкую ширину полосы частот. Если это не выполняется, то эти антенны неэффективны.

В главе 5, раздел 2.8 я объясняю существенные основания для получения низкого КСВ.

7. Симметрирующее устройство.

Термин balun (симметрирующее устройство) получился из слов BALanced UNbalanced. Это такое устройство, которое мы должны вставить между симметричной линией передачи (например, открытой линией) и несимметричной нагрузкой (например, заземленным вертикальным монополем), или между несимметричной линией передачи (например, коаксиальный кабель) с симметричной нагрузкой (например, полуволновым диполем с питанием в центре). Если мы возбуждаем симметричную нагрузку коаксиальной линии передачи, то ток потечет как по внешней стороне коаксиальной оплетки, так и по внутренней (там, где мы хотим, чтобы он был). Ток на внешней стороне кабеля вызовет излучение от него.

Несимметричную нагрузку можно отличить по признаку, что одно из оконечных устройств находится под потенциалом земли. Примеры: основание монопольной вертикальной антенны (вход любой антенны, возбуждаемой у реальной земли), вход антенны, возбуждаемой у противовесов (искусственная земля), оконечные устройства гамма согласования или омега согласования, и т.д.

Симметричные нагрузки представлены: диполями, наклонными диполями, дельта рамками, квадратными рамками, коллинеарными антеннами, биквадратами, кубическими квадратными антеннами, яги с разрезными элементами, входом T согласования, дельта согласование...

Много лет назад у меня был инвертированный V диполь на моей 25 метровой вышке, и линия передачи просто свисала с башни, мило развиваясь на ветру. Когда я через некоторое время спустил вниз антенну, я заметил, что в некоторых местах, где коаксиальный кабель соприкасался с башней во время ветра, были прожжены дыры во внешней обмотке RG-213, и в кабель попала вода, что привело кабель в состояние непригодности. Это явление прожигания дыр показывает, что если не использовать симметрирующее устройство, то через коаксиальный кабель идет ток (а значит и напряжение). Ток создает поля, а поля линии передачи взаимодействуют с полями антенны.

Какое излучение исходит из такой линии передачи зависит от нескольких факторов, главным из которых является ее длина. В большинстве случаев наружный провод фидера будет заземлен на станции.

Предположим, что линия передачи имеет нечетное количество длин ½ волны: в этом случае сопротивление длинного провода (внешней оболочки линии питания) будет очень высоким в точке питания антенны, и следовательно ток будет минимальным, так же как и пассивное излучение от нее. Если, тем не менее, линия питания кратна ½ длины волны (и внешняя оболочка на конце заземлена), тогда на конце антенны будет точка с низким сопротивлением. Следовательно, может проходить большой ток.

На практике, если линии передачи не кратны длине полуволн, сопротивление «длинного провода» будет реактивным, что в параллели с активным и низким сопротивлением реальной антенны (в резонансе) даст относительно небольшие токи на внешней оболочке коаксиальной линии передачи.

Проще всего сказать: «у нас нет шансов» и использовать симметрирующее токовое устройство, особенно если вы используете (кратные) длине полуволн линии передачи (также см. раздел 5).

О симметрирующих устройствах много написано в литературе для радиолюбителей [1504,1505,1502,1503,1515,1519,1520-1530].

- В простейшей форме симметрирующее устройство может состоять из некоторого количества витков коаксиального кабеля, намотанных в катушку. Для того, чтобы получить достаточное реактивное сопротивление на низких частотах, требуется довольно большая катушка.

- Новый подход, представленный Maxvellom, W2DU, несколько лет назад заключается в надевании нескольких сердечников с высокой проницаемостью на внешнюю обмотку коаксиального кабеля у нагрузки. Чтобы сократить требуемый внутренний диаметр тороидов или бусинок, можно использовать небольшие кусочки коаксиального кабеля с тефлоновым изолятором, например, RG-141, RG-142, RG-303, внешний диаметр которых составляет около 5 мм. Симметрирующее устройство работающее от 1.8 до 30 МГц использует 50 бусинок №73 (Amidon № FB-73-2401 или Fair-Rite № 2673002401-0) для того, чтобы покрыть длину около 30 см (12 дюймов) коаксиального кабеля. Набор бусинок на внешней обмотке коаксиального кабеля создает сопротивление от 1 до нескольких кОм, эффективно подавляя любой поток тока по линии питания. Бусинки Amidon типа 43-1024 можно использовать на кабеле RG-213. Потребуется от 10 до 30, в зависимости от низшей частоты работы. В общем, можно сказать, что для эффективного подавления синфазного сигнала необходим дроссельный эффект по крайней мере в 1 кОм. Этот тип симметрирующего трансформатора представляет собой настоящую линию передачи также как и симметрирующее устройство на бусинах, но можно получить значительно больший дроссельный эффект от трансформатора из множества витков кабеля.

Два вышеописанных подхода являются так называемыми токовыми симметрирующими устройствами. Оно так называется потому, что даже когда симметрирующее устройство нагружено на неодинаковые сопротивления, оно все равно будет направлять равные противофазные токи в каждое сопротивление. Токовые симметрирующие устройства, сделанные по этому принципу можно купить по адресу: Antennas Etc., PO Box 4215, Andover, MA 01810; или The Wireman Inc., 261, Pittman Road, Landrum, SC 29356.

Последний поставщик также продает руководство по очень низкой цене, в которое входит кусок тефлонового коаксиального кабеля (RG-141 или RG-303) плюс 50 ферритовых бусинок для размещения их по тефлоновому коаксиальному кабелю.

Традиционное симметрирующее устройство (например, всем известное симметрирующее устройство W6TC) является устройством симметрирующим напряжения, которое дает равные противофазные напряжения на двух сопротивлениях. Под двумя сопротивлениями мы понимаем две «половины» нагрузки, которые симметричны относительно земли (не обязательно по величине). Если нагрузка находится в идеальном синфазном балансе с известным сопротивлением, хорошо использовать как устройство симметрирующее напряжения, так и симметрирующее устройство дроссельного типа. Но реально симметрирующее устройство дроссельного типа намного лучше. Симметрирующие устройства на тороидальных сердечниках, как написано в книге J. Sevick, Transmission Line Transformers, также относятся к устройствам симметрирующим напряжения.

На **рис.6.18** представлены детали конструкции для устройства симметрирующее напряжения, W6TC, спроектированного для лучшей работы на 160, 80 и 40 метрах, так же как и вышеописанное токовое симметрирующее устройство.

Остановимся на нескольких причинах изменения показаний КСВ - метра при изменении его положения на линии (небольшие изменения положения не влияют на затухание). Первая причина означает, что КСВ - метр не работает правильно.

Единственной другой возможной причиной изменяющегося показания КСВ - метра при смене его положения на линии может быть наличие ВЧ токов на внешней обмотке коаксиального кабеля.

Поэтому распространенной практикой при профессиональном измерении КСВ является размещение ферритовых сердечников на коаксиальной линии с обеих сторон измерительного оборудования.

Мы затронули три уважительные причины для использования симметрируюшего устройства в устройствах с симметричным входом:

- Мы не хотим искажать диаграмму излучения антенны.

- Мы не хотим прожигать дырки в коаксиальном кабеле.

- Мы хотим получать правильные показания КСВ -метра.

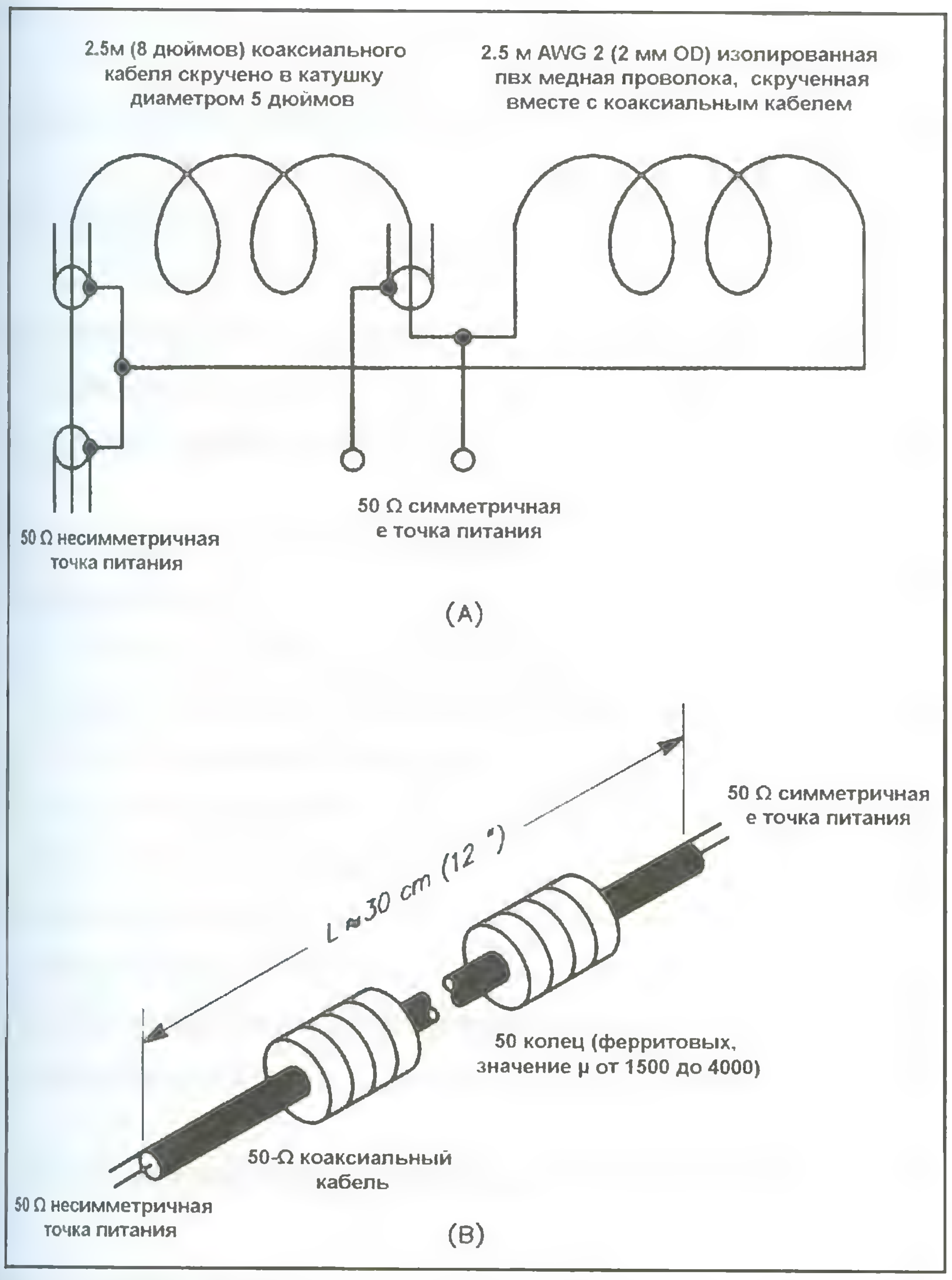

2.5м (8 дюймов) коаксиального кабеля скручено в катушку диаметром 5 дюймов
2.5 м AWG 2 (2 мм OD) изолированная пвх медная проволока, скрученная вместе с коаксиальным кабелем
50 Ω несимметричная точка питания
50 Ω симметричная е точка питания
(A)
L ≈ 30 cm (12 ")
50 Ω симметричная е точка питания
50 колец (ферритовых, значение μ от 1500 до 4000)
50-Ω коаксиальный кабель
50 Ω несимметричная точка питания
(B)

Рис.6.18. На A- Детали симметрирующего устройства по напряжению W6TC для 160 метров и на B – токовый трансформатор для 160 – 10 метров. Детали смотри в тексте.

Существуют ли причины для помещения так называемого токового симметрируюшего устройства на линию передачи, соединенную с несимметричным входом? Да, они есть: рассмотрим вертикальную антенну с двумя приподнятыми противовесами. Вход несимметричен, но концы двух противовесов не реальная земля, которая обычно немного ниже. Если мы не соединяем токовое симметрирующее устройство со входом антенны, обратные токи антенны пойдут на внешнюю оболочку коаксиальной линии питания, и в надземные противовесы, что не соответствует тому, чего мы хотели (см. главу 9).

Что плохого будет, если помещать симметрирующее устройство на все коаксиальные линии питания антенн на всех ваших антеннах? Ничего. Если вход несимметричен, не будет тока на внешней оплетке (исключение см. выше), и бусинки не причинят никакого вреда. Фактически они могут помочь снизить нежелательную связь антенны с линиями питания, расположенными по близости от антенны. Хорошо использовать измеритель ВЧ тока (см. главу 11) и проверять токи на внешней стороне любой линии передачи при работе (в пределах ½ длины волны) на близлежащую антенну. Эти токи должны быть нулевыми, если только они не являются паразитными возбуждаемыми элементами, которые воздействуют на диаграмму излучения вашей антенны.

Сколько нужно ферритовых бусинок (тороидальных сердечников) на коаксиальном кабеле, чтобы сделать хорошее симметрирующее устройство? С точки зрения дроссельного сопротивления нужно, по крайней мере, 1 кОм на низшей рабочей частоте. Ферритовые сердечники имеют потери, и в зависимости от состава, они могут иметь значительные потери. Где не вовлечена мощность (при решении проблем ЭМС) не возникает никакой проблемы. Общие потери ВЧ дросселя складываются из сопротивления индуктивности последовательно с сопротивлением с потерь. Другими словами, у вас есть катушка с низким значением Q.

При использовании таких ферритовых сердечников для устранения потенциально высоких ВЧ токов (в основном это относится к случаям с токовыми симметрирующими устройствами в линии питания передатчика), резистивные потери от ферритов могут нагреть их до точки, когда они либо становятся совершенно неэффективными (вышли из строя), либо ломаются или взрываются! Эту проблему можно избежать, используя ферритовый материал, который имеет не такие большие потери на частоте передачи.

На практике можно комбинировать два типа ферритовых сердечников в токовом симметрирующем устройстве: сердечники с низким активным сопротивлением (с высоким Q) на «горячей стороне» устройства и бусинки с более низким Q на «холодной стороне» устройства. На самом деле метод осязания и чувства является очень полезным методом проверки: сначала дайте небольшую мощность. Если некоторые сердечники станут нагреваться при 100 Вт, вы выведете их из строя с мощностью в кВт.

8. Разъемы.

Хороший разъем коаксиального кабеля, даже соединитель PL-259, имеет потери менее чем 0.01 dB, при 30 MHz, и обычно 0.005 dB и менее на низких частотах. То есть на 1 кВт мощности тепловые потери составят 1 Вт на 1 разъем. Масса разъема и экзотермическая способность кабеля приведет к едва заметному увеличению температуры. Если вы почувствовали, что разъем нагрелся (при умеренной мощности) при низких частотах, значит что-то в этом соединителе не так.

Не стоит избегать разъемов из-за их свойственных им высоких потерь, как некоторые делают. Но, используя разъем, убедитесь, что он хорошо закреплен и защищен от воды. Несмотря на то, что говорят некоторые, разъемы N типа запросто выдержат 5 кВт на низких частотах, и более 2 кВт на 30 МГц. Разъемы N типа внутренне защищены от попадания воды и новые модели очень просты в использовании (намного лучше, чем PL-259). Разъем PL-259 не является разъемом с постоянным сопротивлением, но не существенно на низких частотах. Этот разъем очень трудно защитить от воды без внешних средств.

Я всегда использую вазелин внутри разъема, чтобы предотвратить попадание влаги. В некоторых недорогих коаксиальных линиях, таких как полувоздушный коаксиальный кабель, можно увидеть, что со временем внутренний проводник втягивается или выдается. Такие коаксиальные кабели лучше использовать с соединителями PL-259, в которых вы механически можете прицепить внутренний проводник к разъему путем пайки. В случае с N соединителем, втянутый внутренний проводник иногда будет втягивать штырек разъема, разрывая контакт.

9. Широкополосное согласование.

Крутая кривая КСВ получается из-за быстрого изменения реактивной части входного сопротивления антенны, при изменении частоты от резонансной частоты. Существует несколько способов увеличения полосы частот антенны:

- Встроить в антенну элементы, которые будут нейтрализовать эффект быстрого изменения реактивного сопротивления. Известным примером является так называемый диполь «двойная базука» Это решение более подробно описывается в главе о диполях.

- Вместо использования простой L - цепи, использовать многополюсную согласующую схему, которая имеет свойство выравнивать кривую КСВ.

Второе решение подробно описано в книге W.N.Caron, Antenna Impedance Matching, опубликованной ARRL.

ANTMAT – это компьютерная программа, описанная в технической документации №1148 (сентябрь 1987) NOSC (Naval Ocean Systems Center). В документе описывается методология и программное обеспечение "The Design of Impedance Matching Networks fro Broadband Antennas". Эта программа предназначена для проектирования широкополосных согласующих схем. Эти программы очень полезны для проектирования широкополосных схем для согласования, например, небольших гибких штыревых антенн, в очень широком спектре частот.

БЛАГОДАРНОСТЬ W3LPL. 3

1. АНТЕННА БЕВЕРИДЖА: НЕМНОГО ИСТОРИИ. 3

1. ПРИНЦИПЫ БЕВЕРИДЖА. 3

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕНН БЕВЕРИДЖА. 5
  3.1. Моделирование в MININEC. 5
  3.2. Моделирование при помощи NEC. 6

4. ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ И УСИЛЕНИЕ. 7
  4.1. Влияние длины. 7
    4.1.1. Анализ для 160 метров (смотри рис.7.8A). 7
    4.1.2. Анализ для 80 метров (смотри графики на рис.7.8B). 8
    4.1.3. Расчет коэффициента замедления. 10
    4.1.4. Ширина по уровню 3 dB. 10
    4.1.5. Сочетание 160 и 80 метров. 10
  4.2. Длина «мертвой зоны». 10
  4.3. Влияние высоты антенны. 12
  4.3.1. Многопроволочные антенны Бевериджа. 13
  4.4. Влияние качества земли. 14

5. СОПРОТИВЛЕНИЕ АНТЕННЫ БЕВЕРИДЖА (ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ). 14

6. НАГРУЗКА ОДНОПРОВОДНОЙ АНТЕННЫ БЕВЕРИДЖА. 15
  6.1. Вертикальный, наклонный провода или четвертьволновая нагрузки в антенне Бевериджа. 15
  6.2. Нагрузочное сопротивление. 15
  6.3. Окончания с индуктивной нагрузкой. 16
  6.4. Настройка окончания для наилучшего отношения F/B. 17

7. ЗАЗЕМЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ АНТЕНН БЕВЕРИДЖА. 18

8. ВХОДНОЙ ТРАНСФОРМАТОР АНТЕННЫ БЕВЕРИДЖА. 18
  8.1. Материал и размер сердечника. 18
  8.2. Как намотать трансформатор для вашей антенны Бевериджа. 19
    8.2.1. Трансформатор с общей землей. 19
    8.2.2. Изолированные земли. 20
    8.2.3. Экран Фарадея? 21
  8.3. Контроль КСВ и вносимых потерь. 21

9. ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ К АНТЕННЕ БЕВЕРИДЖА. 21
  9.1. Какой из коаксиальных кабелей? 21
    9.1.1. Затухание. 21
    9.1.2. Механические свойства. 22
    9.1.3. Доступность. 22
    9.1.4. Волновое сопротивление кабеля. 22
    9.1.5. Эффективность экранировки. 22
  9.2. Не является ли ваш коаксиальный кабель антенной «змеей»? 22
  9.3. Оценка системы возбуждения. 24
  9.4. Прокладка линии передачи. 24

10. ДВУНАПРАВЛЕННАЯ АНТЕННА БЕВЕРИДЖА. 25

11. ДВА НАПРАВЛЕНИЯ ОТ ОДНОГО ПРОВОДА. 25

12. ДВУХПРОВОДНЫЕ АНТЕННЫ БЕВЕРИДЖА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМ НАПРАВЛЕНИЕМ. 25
  12.1. Коаксиальный кабель как линия передачи и как провод антенны. 25
  12.2. Использование двухпроводной линии в качестве линии передачи и в качестве проводника антенны. 26
  12.3. Разработка трансформаторов. 27
  12.4. Конструирование трансформаторов. 28
  12.5. Размещение трансформаторов. 28
  12.6. Проверка трансформаторов. 29
  12.7. Электрическое управление нулем. 29

13. РАСПОЛОЖЕНИЕ АНТЕННЫ БЕВЕРИДЖА. 31

14. МЕХАНИЧЕСКОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ. 33

15. РЕШЕТКИ ИЗ АНТЕНН БЕВЕРИДЖА. 34
  15.1. Антенны Бевериджа и взаимная связь. 34
  15.2. Синфазная решетка антенн Бевериджа (поперечная решетка). 35
  15.3. Двухэлементная антенна продольного излучения из антенн Бевериджа. 36
    15.3.1. Возбуждение антенной решетки осевого излучения из антенн Бевериджа. 37
    15.3.2. Другие расстояния и фазовые сдвиги. 39
    15.3.3. 2-х элементная антенная решетка для 80 метров. 40
    15.3.4. 2-х элементная антенная решетка из антенн Бевериджа на 160/80 метров. 40
  15.4. Трехэлементная антенная решетка Бевериджа осевого излучения. 42
  15.5. Заключение по антенным решеткам Бевериджа. 43

16. РЕГУЛИРУЕМОЕ ФАЗИРОВАНИЕ. 44

17. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ АНТЕНН БЕВЕРИДЖА. 44
  17.1. Предварительное усиление, да или нет? 44
  17.2. Самодельные усилители. 45
  17.3. Коммерческие предложения. 45

18. ХАРАКТЕРИСТИКА АНТЕННЫ БЕВЕРИДЖА. 45

19. АНТЕННЫ, ПОЛУЧЕННЫЕ ИЗ АНТЕНН БЕВЕРИДЖА. 46
  19.1. Миниатюрная антенна Бевериджа. 46
  19.2. Антенна змея или антенна Бевериджа на земле (BOG). 49

20. ПРИЕМНАЯ АНТЕННА EWE. 50
  20.1. Что это - EWE антенна. 51
  20.2. Моделирование EWE антенны. 53
  20.3. Питание EWE антенны. 54
  20.4. Инвертированная V EWE антенна по сравнению с инвертированной U EWE антенной. 55
  20.5. Антенные решетки из EWE антенн. 55
  20.6. Антенна EWE в форме рамки? 57
  20.7. И, наконец, EWE антенна в форме треугольной рамки. 57
  20.8. Понижение чувствительности под большими углами. 58

21. РАМКА K9AY. 59
21.1. Эволюция. 59
21.2. Вращаемая рамка K9AY. 59
21.3. Настройка рамки K9AY. 60

22. МАГНИТНЫЕ РАМОЧНЫЕ ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ. 60

23. КОМПАКТНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ОСЕВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ.......... 64
23.1. Использование заземленных вертикальных элементов. 64
23.1.1. Тригонометрия: идеальный теоретический случай. 64
23.1.2. Входные сопротивления 65
23.1.3. Нагрузка элементов. 65
23.1.4. Фазирующая линия. 66
23.1.5. Анализ полосы частот. 66
23.1.6. Определение характеристик антенной решетки. 67
23.1.7. Влияние различных потерь в земле. 67
23.1.8. Заключение. 67
23.1.9. Питание антенной решетки. 68
23.1.10. Альтернативный метод питания. 68
23.1.11. Моделирование линий передачи в EZNEC. 68
23.2. Миниатюрные 4-х элементные квадратные антенные решетки K9UWA, W7EL, KD9SW. 69
23.3. Вращаемая 2-х элементная антенная решетка осевого излучения для 80 и 160 метров. 69
23.3.1. Пример конструкции. 70
23.3.2. Моделирование при помощи EZNEC.......... 70
23.3.3. Линия задержки. 70
23.3.4. Характеристики. 70
23.3.5. И 80 метров тоже. 71
23.3.6. Механические проблемы. 72
23.3.7. Настройка антенной решетки. 72
23.3.8. Использование стандартного коаксиального кабеля в сравнении с линией с воздушным диэлектриком. 72
23.4. Вращаемая антенная решетка осевого излучения для 80 и 40 метров фирмы Titanex. 73
23.5. Достижимая полоса частот антенной решетки осевого излучения с двумя короткими элементами. 73

24. НИЗКИЕ ГОРИЗОНТАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ. 74

25. ДРУГИЕ ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ. 74
26.3. Сравнение приемных антенн, занимающих небольшое пространство. 75

7. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ

Благодарность W3LPL.

Фрэнка Донована (Frank Donovan), W3LPL, не надо представлять старожилам, а разве что новичкам в нашем замечательном хобби. Фрэнк – профессиональный инженер – один из самых успешных конструкторов антенн и создателей станций на Восточном побережье. Станция W3LPL является примером для всех радиолюбителей. Меня всегда восхищает готовность Фрэнка поделиться своими знаниями с начинающими радиолюбителями. Фрэнк опубликовал множество своих статей в Интернет. Для многих эта информация оказалась очень полезной. Двери дома Фрэнка распахнуты круглый год, что символизирует его готовность делиться с другими. По первой просьбе Фрэнк согласился стать «крестным отцом» этой главы. Нет на свете критика, помощника и руководителя лучше, чем W3LPL. Спасибо, Фрэнк.

K9RJ написал мне по электронной почте: «Самый большой азарт в 160-метровом (длинноволновом) DXинге вызывает момент приема радиоволн. Никого не должен удивлять тот факт, что самые лучшие результаты в этой полосе частот получают только те, кто обеспечен достаточно большой площадью для размещения хорошей принимающей антенны или живет в местах, максимально приближенных к большинству станций DX (доказать это не составляет никакого труда: начиная с Восточного побережья большая часть Азии является «черной дырой», а в Европе – большая часть Тихого океана, но top scores из обеих областей практически одинаковы). Я не знаю ни одного исключения из этого правила. Таким образом, возникает насущная потребность в создании направленных принимающих антенн и техник активного погашения помех, которые могут улучшить принимающую способность антенны».

Ранее я показал, чем отличаются требования, предъявляемые к принимающим антеннам от требований, предъявляемым к передающим антеннам. Эффективность и диаграмма направленности являются основными показателями передающих антенн, а отношение «сигнал/помеха» – принимающих. Только передающие антенны с высокой направленностью, такие как антенны Yagi, quads и фазированные вертикальные антенны, будут хорошо работать в качестве принимающих антенн. Вертикальные антенны известны своей способностью отлично излучать под малым углом, что приводит к тому, что они собирают большое количество произведенных человеком помех при использовании в качестве принимающих антенн. Они сильно подвержены влиянию атмосферных помех во время дождя или снега и принимают одинаково хорошо или плохо во всех направлениях. Вот почему в набор хорошего оборудования для длинноволнового диапазона, состоящий из одиночной вертикальной антенны, используемой в качестве передатчика, необходимо включить специальные принимающие антенны. Многие, произнося словосочетание «принимающая антенна», обычно подразумевают под ним антенну Бевериджа. Как правило, любители не используют антенны Бевериджа в качестве передающих антенн. Они широко используются в военной области, как для секретных операций, так и в качестве элементов больших решеток. Их четкая направленность и легкость установки (невысоко над землей, без мачт) делают их идеальными для использования в ситуациях, когда необходима секретность при передаче информации. Например, Вооруженные силы США обычно используют антенны Бевериджа для ВЧ передачи и приема с помощью переносного оборудования, работающего на расстояние одного скачка, обычно field unit to a fixed net control station. ВЧ решетки Бевериджа также используются в качестве передающих устройств.

1. Антенна Бевериджа: немного истории.

Антенна Бевериджа, названная по имени Гарольда Бевериджа, W2BML, начинает свою историю в 1921 году. Фактически антенна Бевериджа была использована впервые при трансатлантической передачи на частоте 1200 кГц. Многие десятилетия антенна Бевериджа не использовалась радиолюбителями, но в последние 25 лет она получила огромную популярность среди коротковолновиков любителей дальней связи. Ранние статьи по антенне Бевериджа [1200-1204] являются превосходным материалом для тех, кто хочет познакомиться поближе с этой уникальной антенной.

1. Принципы Бевериджа.

На **рис.7.1** показана исходная конфигурация антенны Бевериджа (также называемая «проволочной антенной»). Она состоит из длинного провода (обычно от 1 до 4 λ), установленного на небольшой высоте над землей. Антенна Бевериджа имеет очень интересные направленные свойства для антенны так близко расположенной над землей, но она относительно неэффективна. Это является причиной того, что эта антенна в основном используется для радиоприема любителями дальней связи.

Антенна Бевериджа может рассматриваться как открытая линия передачи с землей в качестве одного проводника и проволочной антенной в качестве другого. Чтобы иметь однонаправленную диаграмму, антенна должна иметь на дальнем конце резистор, равный характеристическому сопротивлению антенны.

Если Антенна Бевериджа используется на очень низкой частоте (где она была первоначально использована), скорость распространения в «двух проводах» (одним яв-

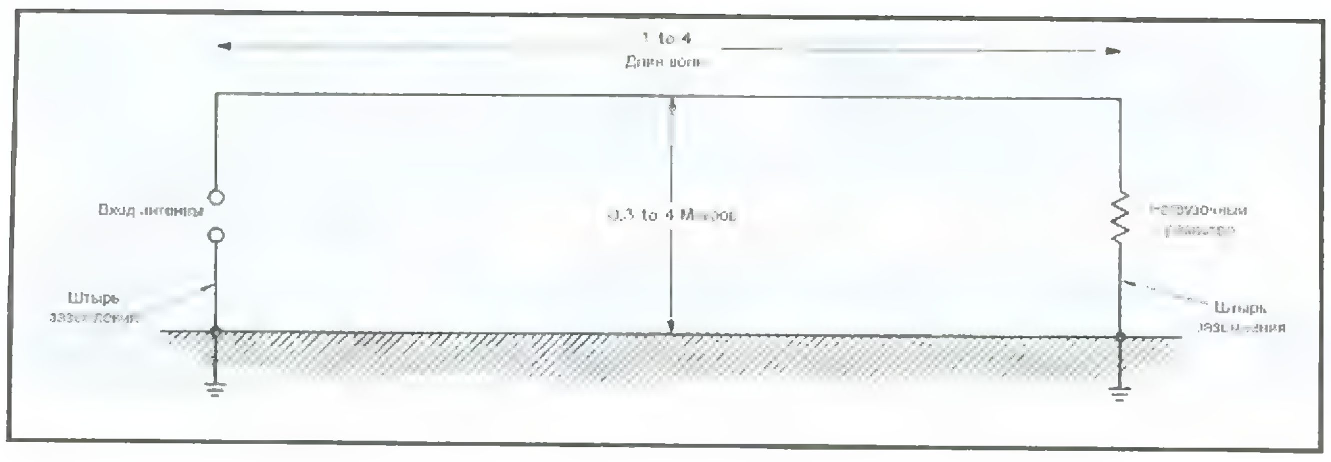


Рис.7.1. Базовая Антенна Бевериджа представляет собой прямой провод длиной обычно от 1 до 4 λ, расположенный параллельно земле на высоте от 0.01 до 0.04 λ.

ляется проводник антенны, а другим – его образ в земле) имеет разницу, так что приходящий волновой фронт (для очень низкой частоты нулевой волновой угол) наклоняется к проводу и наводит в нем ЭДС. Следовательно, земля под антенной должна иметь как можно меньшую проводимость для лучших характеристик.

Для радиолюбительских длинноволновых диапазонов ситуация отличается, поскольку волновой угол не равен нулю. Его значение обычно составляет от 10° до 50° для сигналов дальней связи на 160, 80 и 40 метрах. В этом случае волнового угла входной сигнал сам наводит напряжение в проводе антенны, так что теперь несущественно, чтобы антенна была установлена над плохо проводящей землей. Однако, мы увидим, что плохая проводимость земли приводит к большему выходному сигналу антенны Бевериджа.

В наших длинноволновых диапазонах наклонная волна (наклонная из-за разницы скоростей на очень низких частотах и из-за волнового угла входящей волны в ВЧ диапазонах) будет наводить сигнал в проводе. Может казаться, что чем длиннее антенна Бевериджа, тем более сильный сигнал наводится. Однако, это не так. С длиной усиление увеличивается, однако за пределами некоторой длины усиление начинает уменьшаться. Эта граничная длина изменяется при изменении коэффициента замедления в антенне, а также зависит от угла приходящего сигнала. Падение усиления вызвано все более запаздывающим током в антенне относительно падающей волны в пространстве при увеличении длины провода (благодаря разной фазовой скорости распространения в пространстве и в проводе). В конце концов, достигается точка, где ток в проводе отстает по фазе более чем на 90° от волны в пространстве и волна начинает уменьшать сигнал в проводе, вызывая уменьшение усиления.

Теоретическое значение максимальной длины для нулевого волнового угла равно:

$$L_{\max} = \frac{L \times V_f}{4 \times (100 - V_f)}, (7.1)$$

где L – рабочая длина волны (в метрах),

V_f - коэффициент замедления в антенне в процентах (например, 95).

Для ненулевого волнового угла это равенство, включающее волновой угол, запишется следующим образом:

$$L_{\max} = \frac{L \times V_f}{4 \times [100 - (V_f \times \cos\alpha)]}, (7.2)$$

где α - волновой угол.

Максимальная длина может быть определена этим способом, так как она является функцией максимального усиления антенны. Выполнение антенны большей длины приведет к уменьшению выхода, но диаграмма направленности в горизонтальной плоскости может стать еще уже (несмотря на большие боковые лепестки), а вертикальный угол дополнительно уменьшится с увеличением длины (за счет силы сигнала). Коэффициент замедления является отношением скорости распространения электромагнитной волны в проводе антенны к скорости распространения электромагнитной энергии в свободном пространстве.

Коэффициент замедления антенны Бевериджа обычно может изменяться от приблизительно 90% на 160 метрах до 95% на 40 метрах. Эти значения для высот от 3 до 3.5 м. На высоте 1 м коэффициент замедления может быть много меньше (обычно 85%). Это основной недостаток очень низких антенн Бевериджа.

Скорость распространения в вашей антенне Бевериджа может быть определена экспериментально следующим образом: Измерьте физическую длину антенны, затем рассчитайте теоретическую длину волны (L_{qw}) и частоту (F_{qw}), на которой длина антенны равна 0.25λ (предполагая коэффициент замедления 100%). Запишите значения в рабочий лист, как показано в **таблице 7.1**. Разомкните конец антенны и возбудите антенну при помощи двух виткового элемента связи гетеродинного измерителя резонанса. Перестраивайтесь по диапазону, начиная приблизительно с 70% частоты, соответствующей рассчитанной четверти длины волны (приблизительно с 0.350 МГц в рассматриваемом примере) и отмечайте точные частоты всех провалов до максимальной частоты, представляющей интерес. Повторите эту процедуру с антенной, конец которой соединен с заземлением. Заметьте, что коэффициент замедления изменяется при изменении рабочей частоты.

Физическая длина (L): 200 м.

Рассчитанная длина ¼λ (L_{qw}): 400x(300/L) = 600 м.

Частота, соответствующая длине ¼λ (F_{qw}):

300/ = 300/600 = 0.5 МГц.

Пример рабочего листа для определения скорости распространения в антенне Бевериджа. Пример показан для длины антенны Бевериджа равной 200 м.

Резонансные частоты измерены как для условия разомкнутого, так и замкнутого на землю дальнего конца антенны.

Антенна из **таблицы 7.1** имеет коэффициент замедления приблизительно 95% на 160 метрах и 96% на 80 метрах. Применяя формулу для максимальной длины, найдем максимальную длину L_{max} = 480 м для 80 метрового диа-

Таблица 7.1. Рабочий лист определения скорости распространения в антенне Бевериджа

Длина (Nx¼λ)	Частота при разомкнутом конце	Частота при замкнутом конце	Коэффициент замедления (рез.част./ NxF_{QW})
1x¼λ	0.46	-	0.46/1x0.5 = 92
2x¼λ	-	0.94	0.94/2x0.5 = 94
3x¼λ	1.42	-	1.42/3x0.5 = 95
4x¼λ	-	1.90	1.90/4x0.5 = 95
5x¼λ	2.38	-	2.38/5x0.5 = 95
6x¼λ	-	2.87	2.87/6x0.5 = 96
7x¼λ	3.36	-	3.36/7x0.5 = 96
8x¼λ	-	3.85	3.85/8x0.5 = 96
9x¼λ	4.34	-	4.34/9x0.5 = 96
10x¼λ	-	4.84	4.84/10x0.5 = 97
11x¼λ	5.34	-	5.34/11x0.5 = 97
12x¼λ	-	5.83	5.83/12x0.5 = 97

пазона и максимальную длину 768 м для 160 метров (для нулевого волнового угла). Если мы рассмотрим волновые углы меньше, чем 20° на 160 метрах, то максимальная длина станет равной 214 м (7.2). Для 80 метров (предполагая волновой угол равным 20°) максимальная длина равна 196 м. рассчитываемая антенна имела длину 200 м, что несомненно является хорошим компромиссом для использования в обоих диапазонах 160 и 80 метровых.

Детально я рассмотрю характеристики, как функции длины антенны в разделе 4.1.

3. Моделирование антенн Бевериджа.

3.1. Моделирование в MININEC.

Вы можете моделировать некоторые антенны Бевериджа при помощи MININEC, но вы должны знать недостатки MININEC:

При моделировании MININEC предполагает идеальную землю прямо под антенной. Это означает, что характеристики, полученные при моделировании MININEC, должны интерпретироваться с осторожностью.

Моделирование антенн Бевериджа при помощи MININEC имеет следующие особенности:

- MININEC работает с коэффициентом замедления 100% (так как под антенной идеальная земля): при увеличении длины усиление увеличивается без достижения максимума, что не корректно.

- MININEC дает входное сопротивление антенны, которое на 10 – 20% меньше, чем действительное сопротивление над реальной землей.

- В диаграммах направленности, полученных при помощи MININEC, имеются глубокие провалы между различными лепестками. Это неправильно. Отдельные лепестки сливаются друг с другом благодаря условиям реальной земли.

- Усиление, полученное при помощи MININEC, слишком большое.

Если вы хотите использовать MININEC и включить в модель проводники, идущие вертикально вниз, то вы столкнетесь с проблемой правильного выбора длины сег-

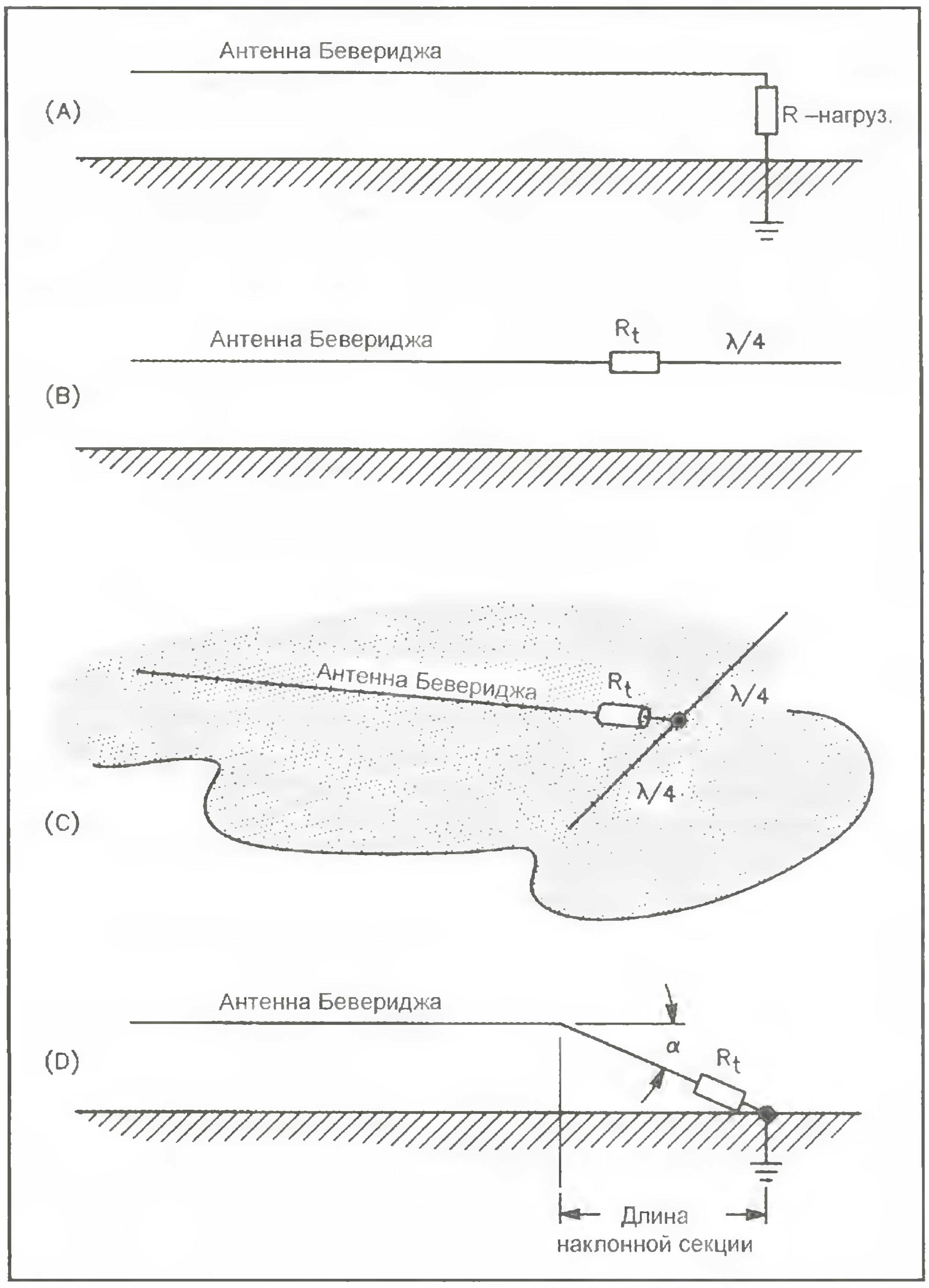


Рис.7.2. Различные нагрузочные системы для антенн Бевериджа. Версия А страдает от паразитных наводок из-за вертикального проводника. Этот вариант используется только для очень низких антенн (например, 1 м). Метод В использует единственный четвертьволновый нагруженный провод (подобно противовесу для антенн типа граунд плэйн) в линию с антенной. Метод С использует два соосных четвертьволновых проводника, при помощи чего излучение от этих проводников эффективно подавляется. Это не очень практичное решение, поскольку необходима дополнительная площадь. Это расположение используется на всем протяжении книги для моделирования антенны Бевериджа. Метод D является наиболее широко используемым и уменьшающим ненаправленные помехи при использовании длинной наклонной секции. Подобный метод может быть использован для возбуждения антенн Бевериджа, подставляя согласующий трансформатор вместо нагрузочного сопротивления в зеркальное изображение антенны.

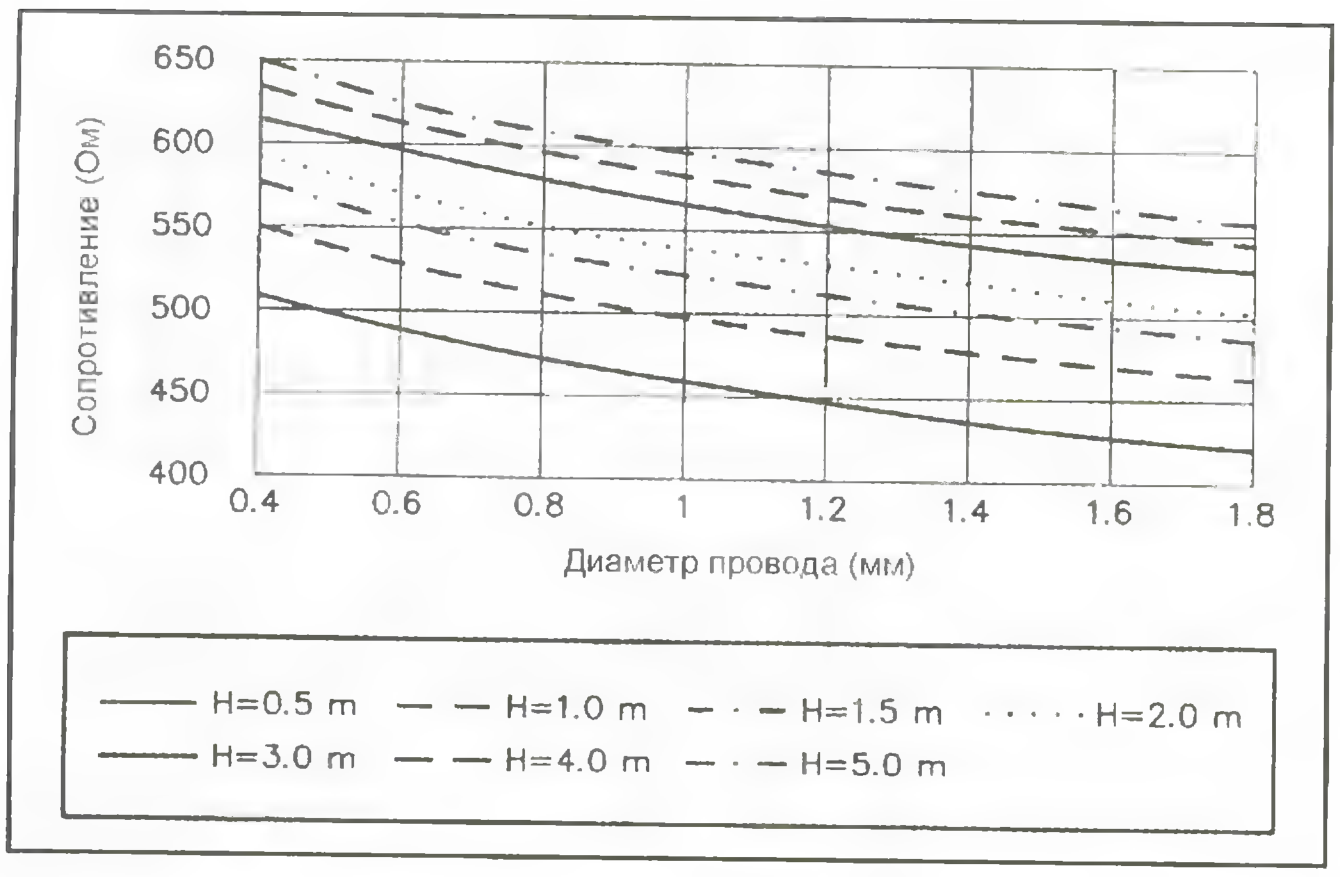


Рис.7.3. Характеристическое сопротивление однопроводной антенны Бевериджа для различных диаметров провода и различных высот антенны. Значения рассчитаны для эквивалентной однопроводной линии передачи. На практике значения могут быть на 10 – 30% больше, в зависимости от качества земли. Детальное пояснение смотри в тексте.

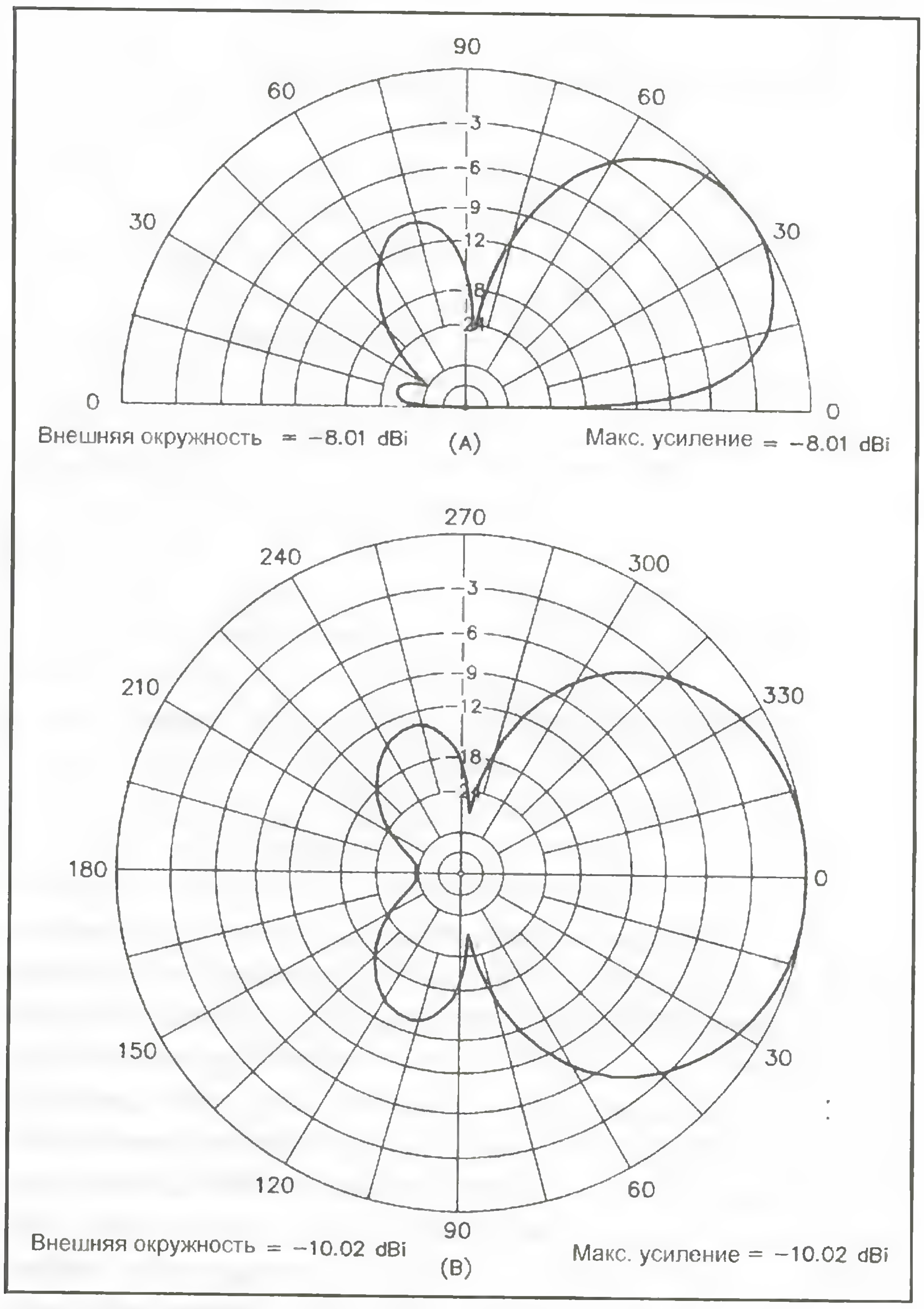


Рис.7.4. Диаграммы направленности в вертикальной (А) и горизонтальной (В) плоскостях смоделированные при помощи EZNEC, используя два соосных четвертьволновых нагрузочных провода на каждой стороне, как описано в тексте (смотри также рис.7.2С). антенна Бевериджа длиной 176 м и смоделирована для высоты 2 м над хорошей землей. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости рассчитана для волнового угла 30°. Отметим прекрасное отношение F/B, равное 35 dB. Однако, наихудший задний лепесток равен только 14 dB.

ментов вблизи прямоугольного соединения. Этого можн избежать, моделируя антенну Бевериджа с нагрузкам длиной 0.25λ, как показано на **рис.7.2** C и D.

Чтобы определить, как много сегментов вам необходимо, первоначально смоделируйте относительно коротку (например, 1λ) антенну Бевериджа и заметьте сопротивление. Активная часть должна соответствовать значениям приведенным на **рис.7.3** если значение очень сильно отличается, то вы должны увеличить число сегментов.

Характеристическое сопротивление однопроводно антенны Бевериджа определяется выражением:

$$Z_k = 138\times\log(\frac{4\times h}{D}),$$

где D – диаметр провода,

h – высота над землей (в тех же единицах).

3.2. Моделирование при помощи NEC.

Мы можем выполнить значительно более аккуратно моделирование, используя моделирующие программы основанные на NEC. Но, даже используя программы, основанные на NEC (например, EZNEC, NEC4WIN, NEC WIN PR NEC или WIRES 2.0), необходимо быть осторожным.

При использовании программ, основанных на NEC принимается во внимание коэффициент замедления скорости. Моделируя антенны Бевериджа различной длины можно увидеть, что усиление проходит через максиму при длине приблизительно равной 5 - 8λ в зависимости о высоты и качества земли.

- Легким путем выполнения нагрузки антенны Бевериджа в нашей компьютерной модели является использование проводов длиной 0.25 λ в качестве заземляющего окончания.

Существует два варианта:

1. Использование двух соосных проводов длиной 0.25 λ (на каждом конце антенны Бевериджа) под прямым углом к проводу антенны (смотри рис.7.2С). Излучение от этих двух проводов в нашей модели подавится. Это является правильным способом моделирования реального соединения с землей. На рис.7.4 показаны результаты моделирования антенны Бевериджа длиной 1 λ с такими нагрузками.

2. Использование одиночного провода длиной 0.25 λ на каждом конце антенны, провод вытянут в линию с проводом антенны (смотри **рис.7.2В**). На **рис.7.5** показана диаграмма направленности антенны Бевериджа длиной 1 λ при такой нагрузке. Ясно, что нагрузка длиной 0.25 λ, вытянутая в линию с проводом антенны, принимает участие в формировании диаграммы направленности. Этого способа моделирования необходимо избегать, если хотите получить правильные результаты.

В реальной практике, однако, нагрузки длиной 0.25 λ изредка используются и в основном в виде отдельного провода в линию с проводом антенны.

- При моделировании антенны Бевериджа с наклонными окончаниями (смотри **рис.7.2C**) убедитесь, что вы имеете достаточно много сегментов на наклонных проводах. Для антенны Бевериджа длиной 176 м с двумя наклонными секциями на концах по 20 м правильные результаты получатся при использовании общего числа сегментов 200, по 20 на каждую наклонную секцию и 160 на центральную секцию. Сравним диаграмму антенны с наклонными секциями на **рис.7.6** с диаграммами модели на **рис.7.4**. Небольшие потери в отношении F/B могут вызываться горизонтальной составляющей в диаграмме излучения, вызванной наклонным проводом.

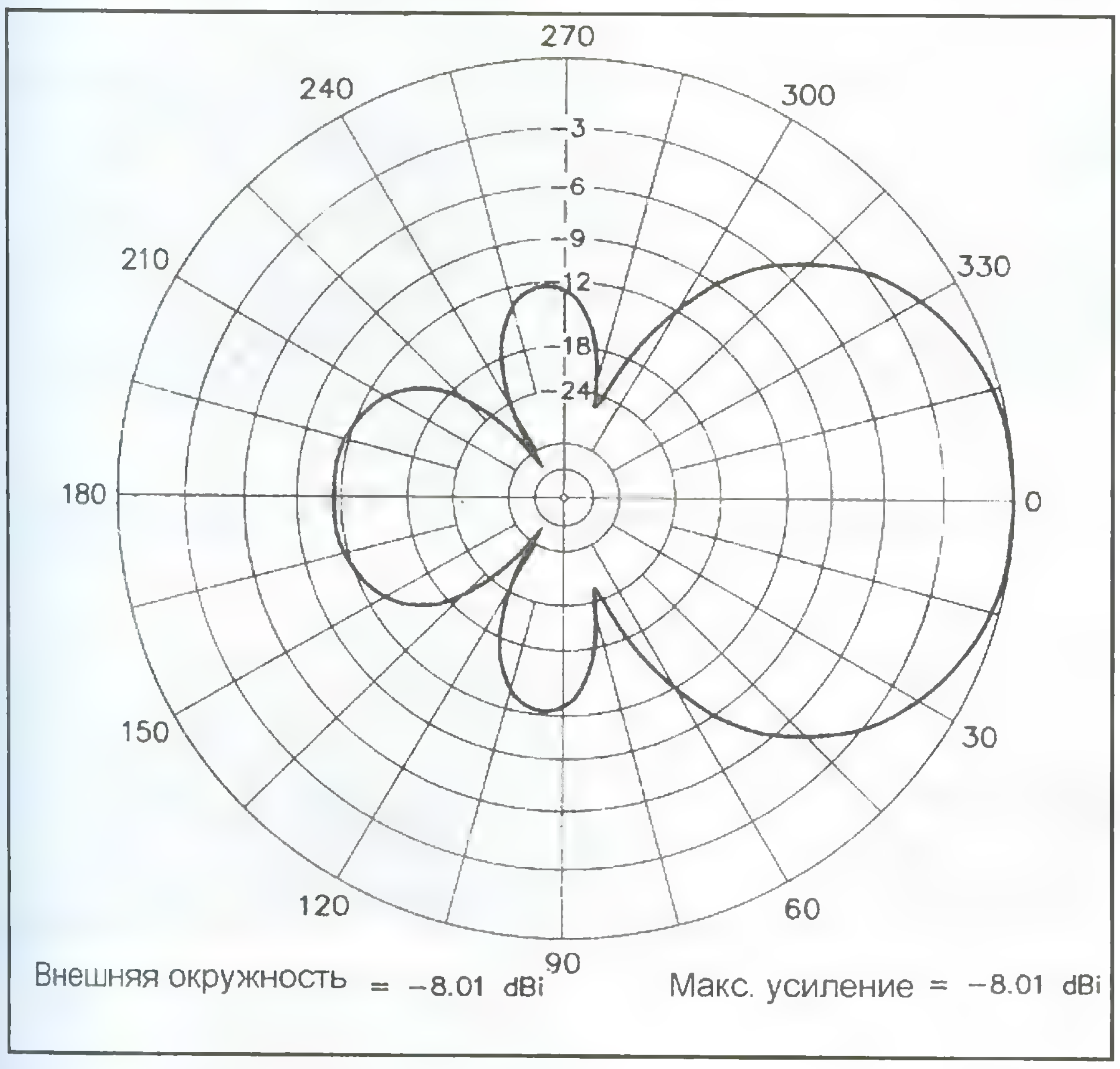


Рис.7.5. **Диаграмма направленности, смоделированная для той же антенны, как и на рис.7.4, но в качестве нагрузки использовался одиночный провод длиной 0.25 λ на каждом конце антенны (как показано на рис.7.2B). Отметим много меньшее отношение F/B и незначительно большее усиление, что показывает, что отрезок четвертьволнового провода вносит вклад в общую длину антенны.**

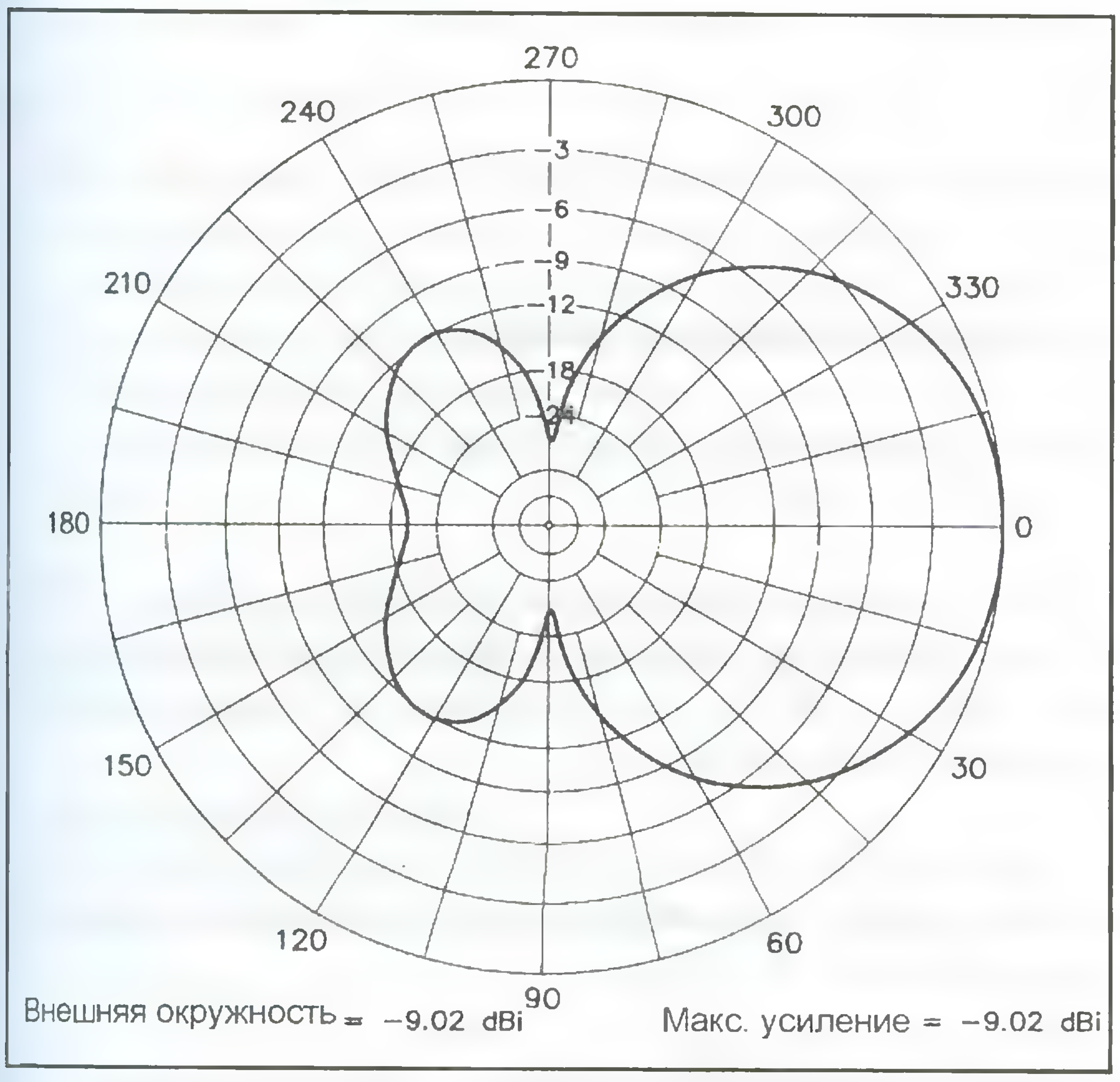


Рис.7.6 **Диаграмма направленности, смоделированная для той же антенны, как и на рис.7.4, но использующая наклонные окончания (как показано на рис.7.2D). Отметим, что отношение F/B незначительно ухудшается по сравнению с моделью, показанной на рис.7.4.**

- Используя вертикальное соединение с землей (смотри **рис.7.2A**) для нашей модели антенны Бевериджа, можно легко получить ложные результаты. Даже с большим количеством сегментов на вертикальном проводнике и уменьшающейся длиной сегментов при приближении по горизонтальному проводу к точке возбуждения и к точке включения нагрузки могут быть получены неправильные значения усиления и входного сопротивления.

Все антенны Бевериджа и их диаграммы направленности, описанные в этой главе, были смоделированы в программе EZNEC (радиолюбителем W7EL), используя реальные, с высокой точностью определенные параметры земли, с применением метода Зоммерфельда в NEC. Все модели нагружались двумя соосными проводами длиной 0.25λ (под прямым углом к проводнику антенны Бевериджа, как описано выше) на каждом конце (смотри также **рис.7.4**).

4. Характеристики направленности и усиление.

4.1. Влияние длины.

Я рассчитал усиление ряда антенн Бевериджа для 160 и 80 метров для длин от 89 до 890 м, все над хорошей землей. Выбор длин определялся тем фактом, что они соответствовали идеальным намеченным длинам для получения наилучшего отношения F/B (смотри раздел 4.2). Влияние качества земли обсуждается в разделе 4.4.

На **рис.7.7** показаны диаграммы направленности антенн Бевериджа различной длины. Диаграммы рассчитаны для распространенной высоты антенны 2 м над хорошей землей. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости для угла максимального излучения. Углы излучения изменяются только в незначительной степени (на несколько градусов) при изменении от очень бедной земли до очень хорошей. Углы излучения, приведенные на **рис.7.8**, все для средней земли. Отметим очень большую разницу в лучших углах излучения для длинных и коротких антенн Бевериджа: 17° для антенны длиной 3λ и приблизительно 40° для антенны длиной 1λ!

4.1.1. Анализ для 160 метров (смотри рис.7.8A).

Главное наблюдение заключается в том, что рост усиления прекращается при данной длине. Эта длина опре-

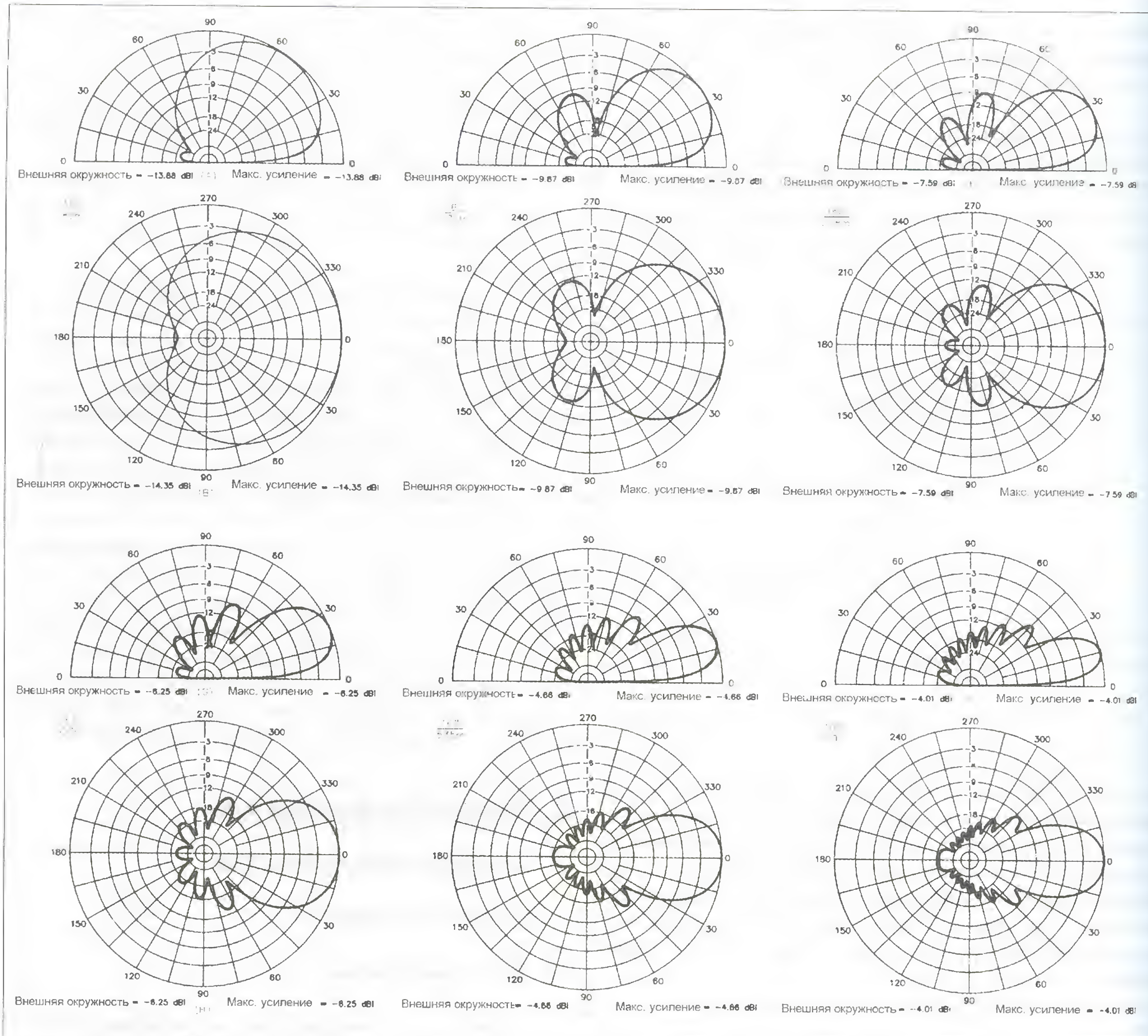


Рис.7.7. Диаграммы направленности антенн Бевериджа на высоте 2 м над очень хорошей землей, для различных длин мертвой зоны 160 и 80 метров.

деляется коэффициентом замедления антенны, который, в свою очередь, определяется высотой и, особенно, качеством земли (смотри раздел 2).

Над очень бедной землей.

- Максимальное усиление получено при длине 3λ (535 м).

- Для очень популярной длины 2 λ (176 м) усиление приблизительно на 4 dB меньше, чем максимальное при длине 3 λ.

Над средней землей.

- Максимальное усиление достигается при длине приблизительно 4 λ (710 м).

- Разница в усилении при длине от 3 до 4 λ менее 2-х dB.

Над очень хорошей землей.

- Максимум усиления достигается за пределами 4-х λ.

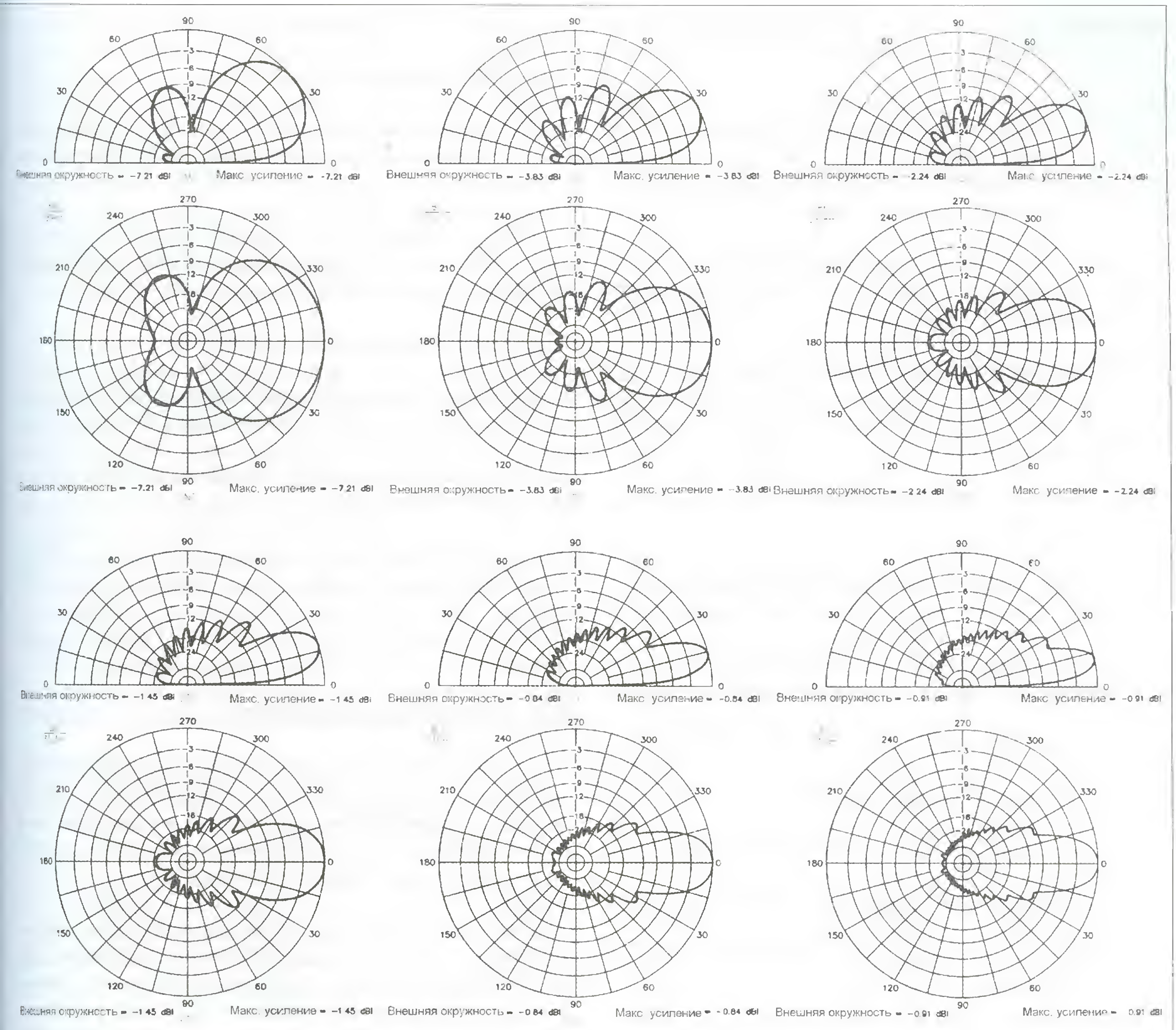
Для данной «практической» длины (от 176 до 353 м) антенна Бевериджа над очень бедной землей имеет усиление на 3 – 6 dB больше усиления такой же антенны над очень хорошей землей.

Заключение: для обеспечения существенной зоны уверенного приема при малых углах рекомендуется длина, по крайней мере, 1.5 λ (268 м).

4.1.2. Анализ для 80 метров (смотри графики на рис.7.8В).

Кривые похожи на кривые для 160 метров.

Над очень бедной землей.



- Максимальное усиление достигается при длине антенны 4 λ (353 м). Рассматривая диаграммы направленности на **рис.7.7**, замечаем, что ширина диаграммы направленности по уровню 3 dB становится очень небольшой (менее, чем 30°), что делает эту антенну слишком узконаправленной для большей части радиолюбительских применений.

- Антенна Бевериджа длиной 268 м (3λ на 80 метрах) имеет усиление только на 0.5 dB меньше, чем максимального усиления антенны длиной 4 λ.

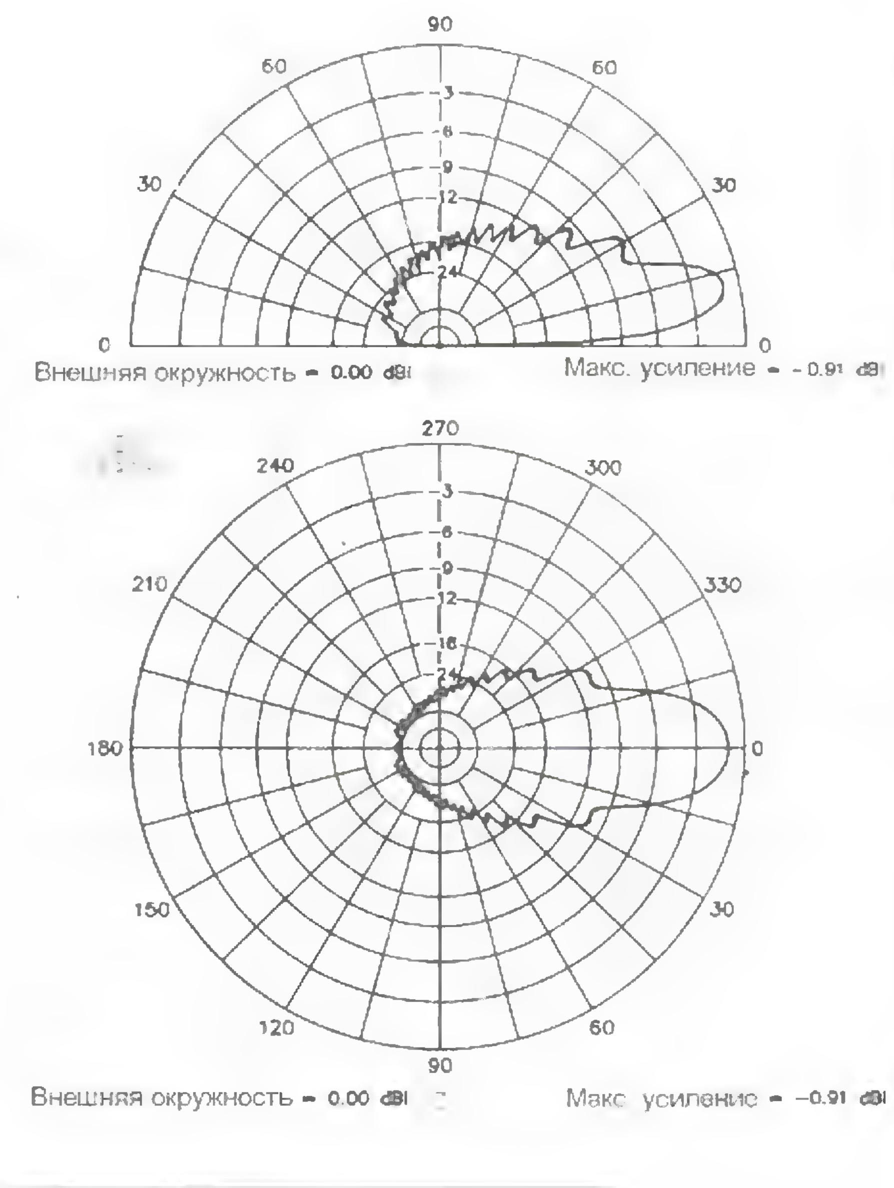
Над средней землей.

- Максимальное усиление достигается приблизительно при длине 6 λ (535 м).

- Разность усиления антенн длиной от 3 до 6 λ равна приблизительно 1.3 dB.

Над очень хорошей землей.

- Максимальное усиление приблизительно при длине 10 λ.



- Такая длинная антенна имеет небольшое практическое значение в качестве приемной антенны для 80 метров, так как передний лепесток становится слишком узким как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях (смотри **рис.7.7**).

Для установленной «практической» длины (от 176 до 353 м) антенна Бевериджа над очень бедной землей имеет усиление на 3 – 5 dB больше усиления той же самой антенны над очень хорошей землей.

Заключение: для обеспечения существенного перекрытия зоны малых углов хорошим выбором кажется длина, по крайней мере, 2 λ.

4.1.3. Расчет коэффициента замедления.

Коэффициент замедления может быть легко рассчитан из графиков на **рис.7.8**.

Рассмотрим пример для 160 метровой антенны Бевериджа (**рис.7.8А**).

- Максимальное усиление достигается при длине 3.5 λ над очень бедной землей (из графиков).
- Это означает, что физическая длина антенны 3.5 λ на 90° больше электрической длины этой же антенны.
- Физическая длина равна 3.5 λ или 3.5x360 = 1260°.
- Электрическая длина равна 1260 – 90 = 1170°.
- Коэффициент замедления = 1170/1260 = 92.8%.

Второй пример (80 метров), смотри рис.7.8В:

- Максимальное усиление при длине 6.5λ над средней землей (из графиков).
- Физическая длина равна 6.5λ или 6.5x360 = 2340°.
- Электрическая длина равна 2340 – 90 = 2250°.
- Коэффициент замедления = 2250/2340 = 96%.

4.1.4. Ширина по уровню 3 dB.

Антенна Бевериджа длиной 1λ имеет ширину диаграммы направленности по уровню 3 dB почти 90°, что «много».

Чтобы получить более селективный луч, подобно антенне Yagi (обычно 55°), рекомендуется длина антенны Бевериджа 2λ (смотри **рис.7.7**).

4.1.5. Сочетание 160 и 80 метров.

Если вы имеете достаточное пространство, я рекомендую антенну длиной 268 м (1.5λ на 160 и 3.0λ на 80 метрах), как лучший компромисс для двух диапазонов, антенна Бевериджа длиной 176 м (1λ на 160 и 2λ на 80 метрах) также достаточно действенна.

На 160 метрах антенна Бевериджа короче, чем 176 м (1λ) имеет все еще некоторое выраженное отношение F/B, но имеет очень большие углы излучения (обычно более 50°), а также довольно малое усиление (-14 dBi над средней землей).

4.2. Длина «мертвой зоны».

Антенна Бевериджа, являясь апериодической антенной (также называемая антенной бегущей волны или нерезонансной антенной), имеет громадное достоинство в очень широкой полосе и, в принципе, не требует точной установки длины для хорошей работы.

В разделе 4.1 я рассматривал усиление и угол излучения. Это, конечно, очень важно. Антенна Бевериджа, будучи почти эксклюзивно используемой радиолюбителями для радиоприема, ее направленность и, что еще более важно, отношение F/B и отношение вперед/назад (F/R) (смотри главу 5 для определения) являются главными рабочими параметрами этой антенны.

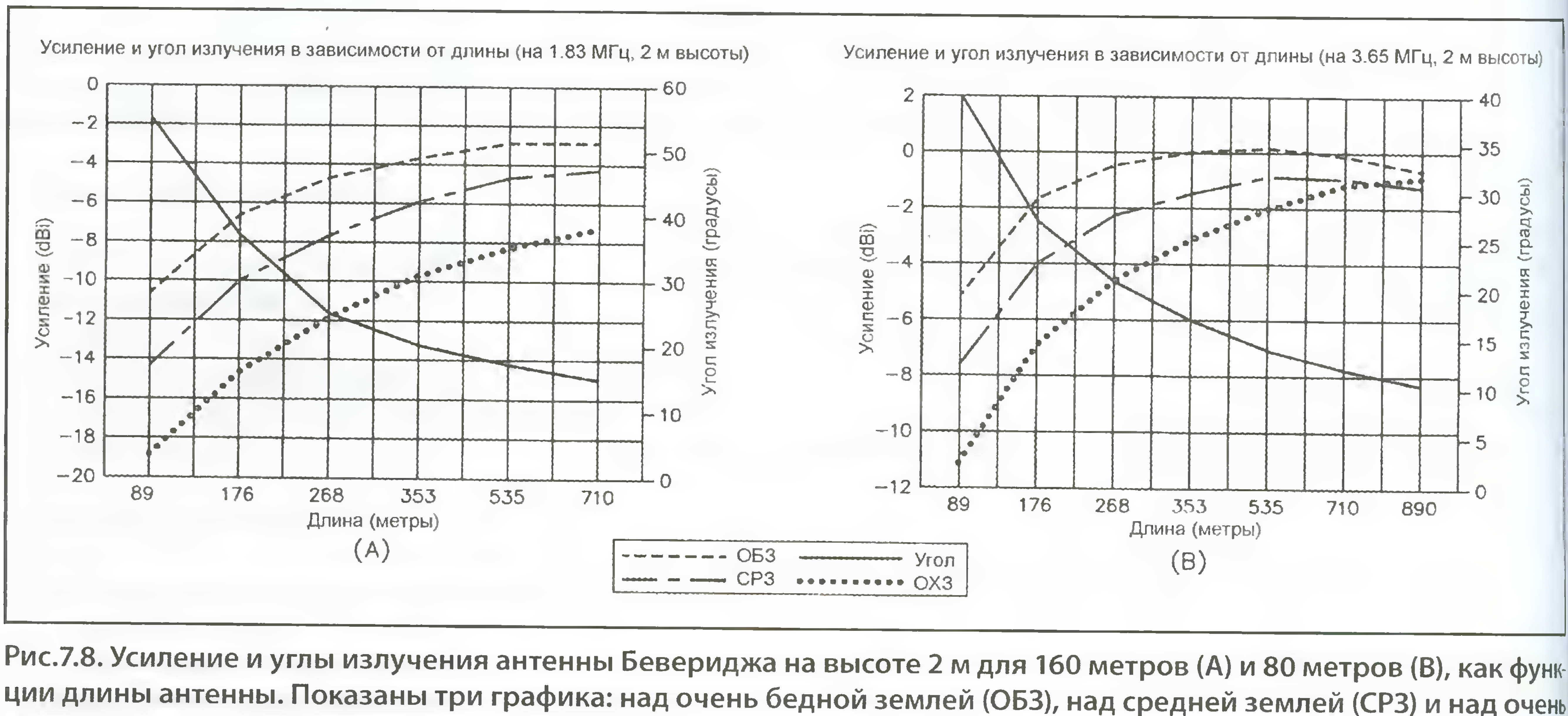


Рис.7.8. Усиление и углы излучения антенны Бевериджа на высоте 2 м для 160 метров (А) и 80 метров (В), как функции длины антенны. Показаны три графика: над очень бедной землей (ОБЗ), над средней землей (СРЗ) и над очень хорошей землей (ОХЗ). Углы излучения рассчитаны для средней земли. Эти углы изменяются только очень незначительно между очень бедной землей и очень хорошей.

Отношение F/B обычно определяется как отношение сигнала при нулевом азимуте к сигналу при азимуте 180°. Для антенн, которые используются для обнуления мешающего сигнала (обычно вращаемые антенны) отношение F/B очень важно, оно определяет, как сильно вы можете подавить мешающий сигнал (смотри также раздел 6.4). Когда шумы и основные QRM находятся «сзади», более важно среднее или интегральное отношение F/B. В этом случае мы вынуждены рассматривать все лепестки в задней области антенны. Обычно мы обозначаем это как отношение F/R (отношение вперед/назад).

Оказалось, что отношение F/B проходит через максимальное значение при электрических длинах равных целому числу 0.5 λ. Эти «секретные» длины часто обозначаются как длины мертвой зоны.

Механизм возникновения длины мертвой зоны заключается не только в том, что отношение F/B определяется поглощением напряжения, наводимого сзади антенны в нагрузочном сопротивлении, а также дополнительно эффектом подавления противофазных сигналов в проводе антенны.

Это объясняет также, почему мы можем «настроить» антенну длиной не мертвой зоны использованием комплексной нагрузки (R + L), которая создает необходимый фазовый сдвиг для возможного подавления сигнала в проводе антенны (смотри также раздел 6.3).

Для получения электрической длины мы должны принимать во внимание две вещи:

1. Коэффициент замедления антенны (зависит от качества земли и ее высоты).

2. Рассматриваемый волновой угол.

На **рис.7.9** показаны диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях антенн Бевериджа длиной 0.5 λ и 1 λ для 160 метров и различных длин, находящихся в области мертвой зоны.

Это означает, что мы не можем определить одну длину, являющуюся длиной мертвой зоны. Области длин мертвой зоны приведены в **таблице 7.2**.

Длины рассчитаны для антенн Бевериджа высотой 2 м над хорошей землей. Влияние высоты и качества земли сильно ограничено.

По мере увеличения длины антенны Бевериджа эффект мертвой зоны менее выражен. При длине более 3-х м эффект пренебрежимо мал. Он очень сильно выражен при

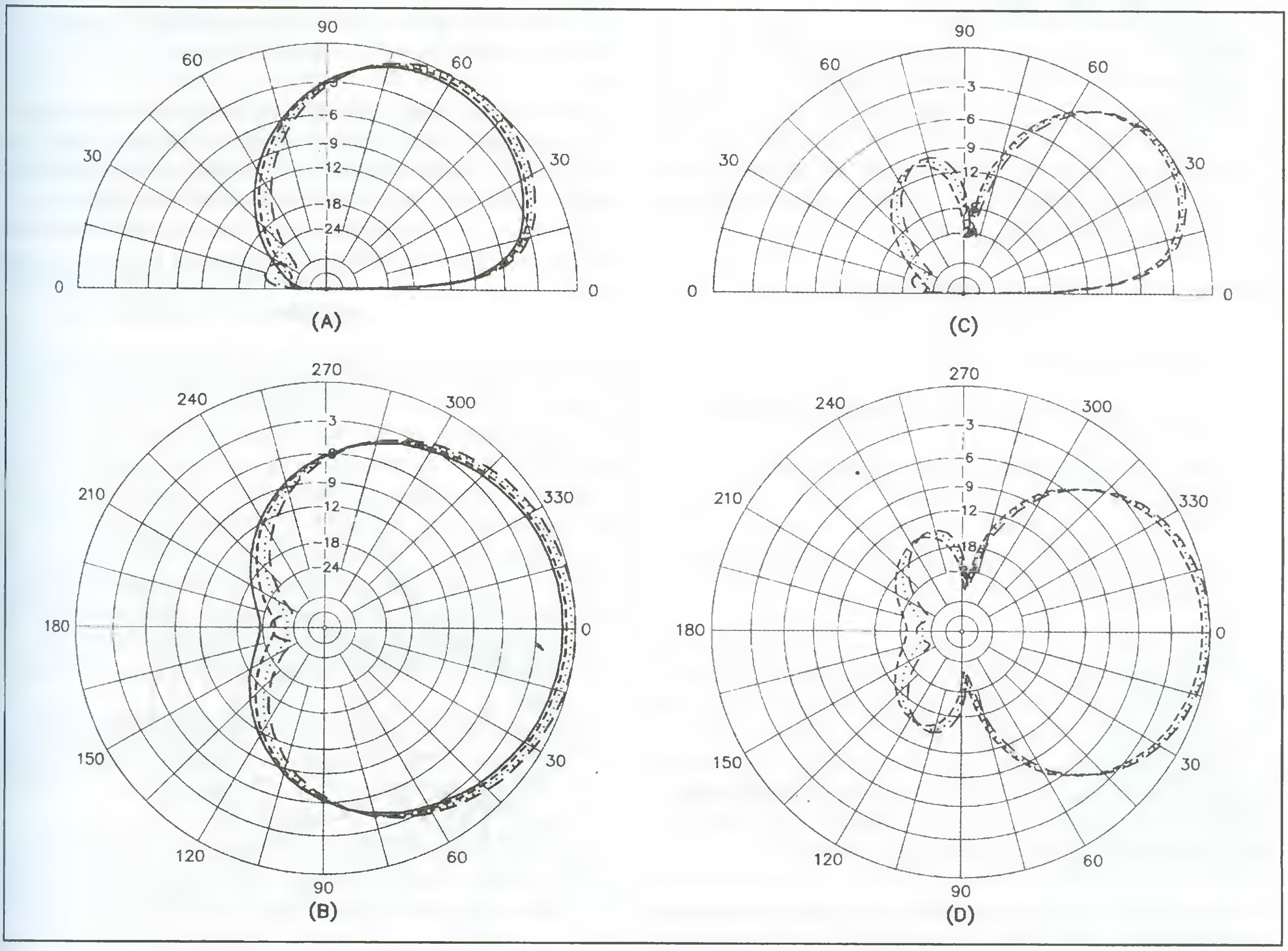


Рис.7.9. Антенн Бевериджа длиной 0.5 λ была промоделирована для длин 82, 85, 89 и 92 м (на A и B), и длиной 1 λ - для длин 165, 172 и 178 м (на C и D). Обратите внимание, что длины мертвой зоны могут быть определены в зависимости от рассматриваемого волнового угла. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости были рассчитаны при 30° для антенн длиной 0.5 λ и при 25° для антенн длиной 1 λ.

длинах антенны между 0.5 до 2.5 λ. Если вы имеете измеренное значение длины антенны Бевериджа, лучше обрезать ее до длины, приведенной в **таблице 7.2**.

Таблица 7.2. Области мертвой зоны для 160, 80 и 40 метров.

160 метров	80 метров	40 метров
82-92 м (0.5 λ)	43-47 м (0.5 λ)	45-48 м (1.0 λ)
165-178 м (1.0 λ)	85-92 м (1.0 λ)	67-72 м (1.5 λ)
250-270 м (1.5 λ)	126-136 м (1.5 λ)	87-92 м (2.0 λ)
332-352 м (2.0 λ)	169-179 м (2.0 λ)	135-140 м (3.0 λ)
410-430 м (2.5 λ)	212-222 м (2.5 λ)	
	258-268 м (3.0λ)	

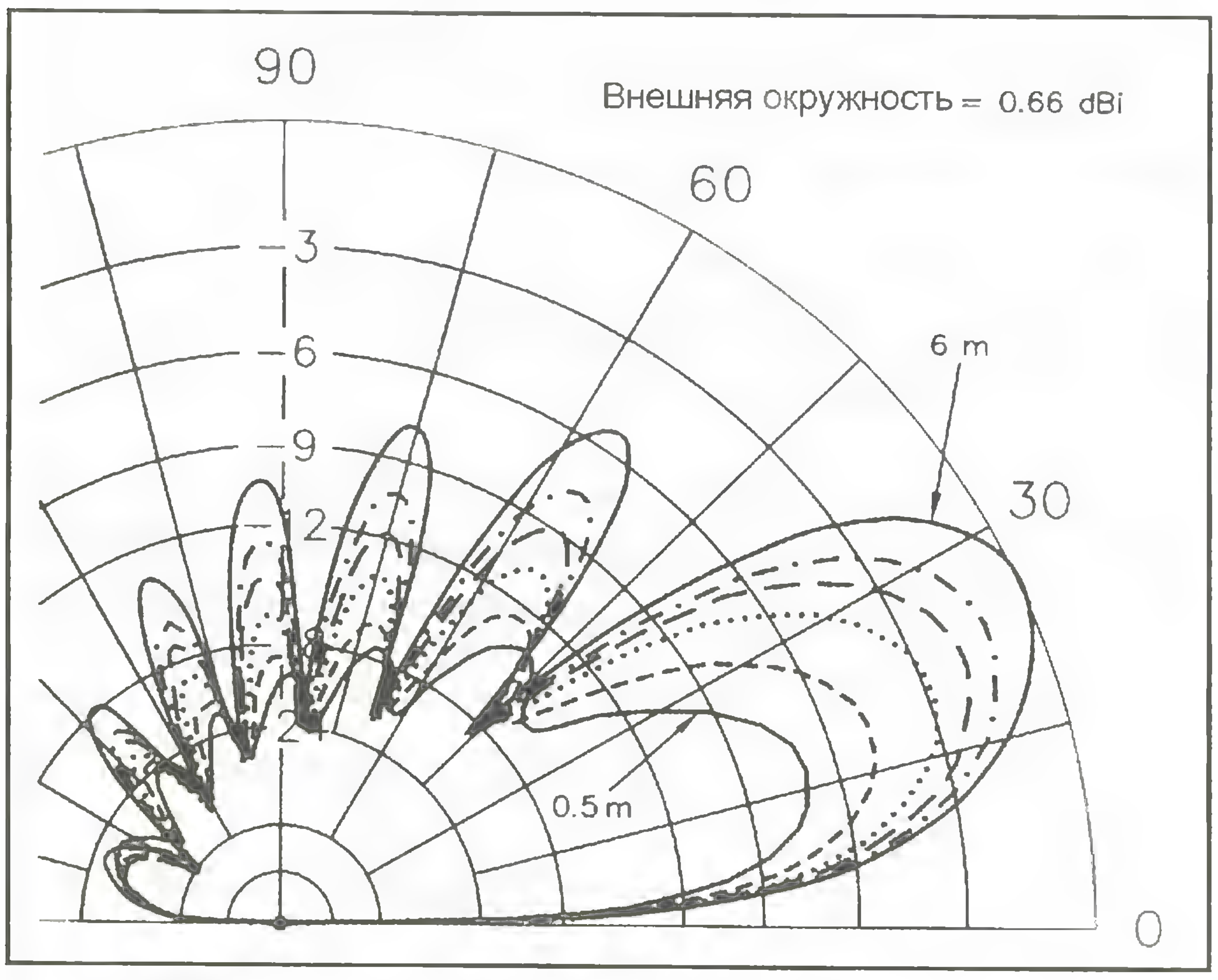


Рис.7.10. **Диаграмма направленности в вертикальной плоскости антенны Бевериджа длиной 268 м на частоте 3.65 МГц для высот от 0.5 до 6 м**

4.3. Влияние высоты антенны.

Общие правила следующие:

- При увеличении высоты увеличивается сигнал.
- При увеличении высоты увеличиваются боковые лепестки.
- Более высокая антенна Бевериджа имеет большие волновые углы.

На **рис.7.10** показаны диаграммы направленности в вертикальной плоскости для антенны Бевериджа длиной 268 м, работающей на частоте 3.65 МГц (3λ) для высот от 0.5 до 6 м. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости была рассчитана для угла максимального излучения переднего лепестка, который находился от 17° для высоты 0.5λ до 25° для высоты 6λ, как показано на **рис.7.11**. Все расчеты были выполнены для средней земли.

Очевидно, что для 80 метровой антенны Бевериджа высота 6 м слишком большая, поскольку второй боковой лепесток при волновом угле 55° (и приблизительно при азимутальном угле 50°) только на 10 dB меньше главного лепестка. Очень низкие антенны Бевериджа (0.5 м) имеют лучшую направленность диаграммы, но значительно меньшую чувствительность. Лепестки при больших углах, появляющиеся с увеличением высоты, обусловлены увеличением горизонтальной компоненты излучения. Диаграммы направленности антенны Бевериджа для горизонтальной и вертикальной компонент, а также для их суммы показаны на **рис.7.12** для высот антенны 1 м и 6 м (для 80 метров). Отметим большую горизонтальную составляющую для высоты 6 м. Еще более высокие антенны Бевериджа будут вести себя, как нагруженные длинные провода, а не как антенны Бевериджа.

Эта чувствительность при больших углах высокой антенны Бевериджа часто используется теми, кто не верит в важность наклонения пути распространения сигнала, чтобы объяснить «кажущееся» наклонение пути. Хотя я не отрицаю, что прием этими боковыми лепестками при больших углах временами может вызвать некоторую неразбериху, существование значительных углов в направлении наклона неоднократно подтверждено благодаря использованию других направленных антенн, таких, как антенные решетки.

Если предполагается прием сигналов такими боковыми лепестками под большим углом, то это может быть обычно проверено переключением на антенну с большими углами излучения, такую, как низко расположенный диполь. Как объяснено в главе по распространению, это может обычно происходить на утренней заре или на закате (распространение по сумеречной линии).

Заключение: высота 2 м кажется приемлемым компромиссом для антенны Бевериджа, используемой на 80, а также на 160 метрах. Только для 160 метров я рекомендую высоту 3 м. Если главной целью является не столько чувствительность, как направленность, тогда можно рассмотреть использование антенны Бевериджа высотой 0.5 или 1.0 м.

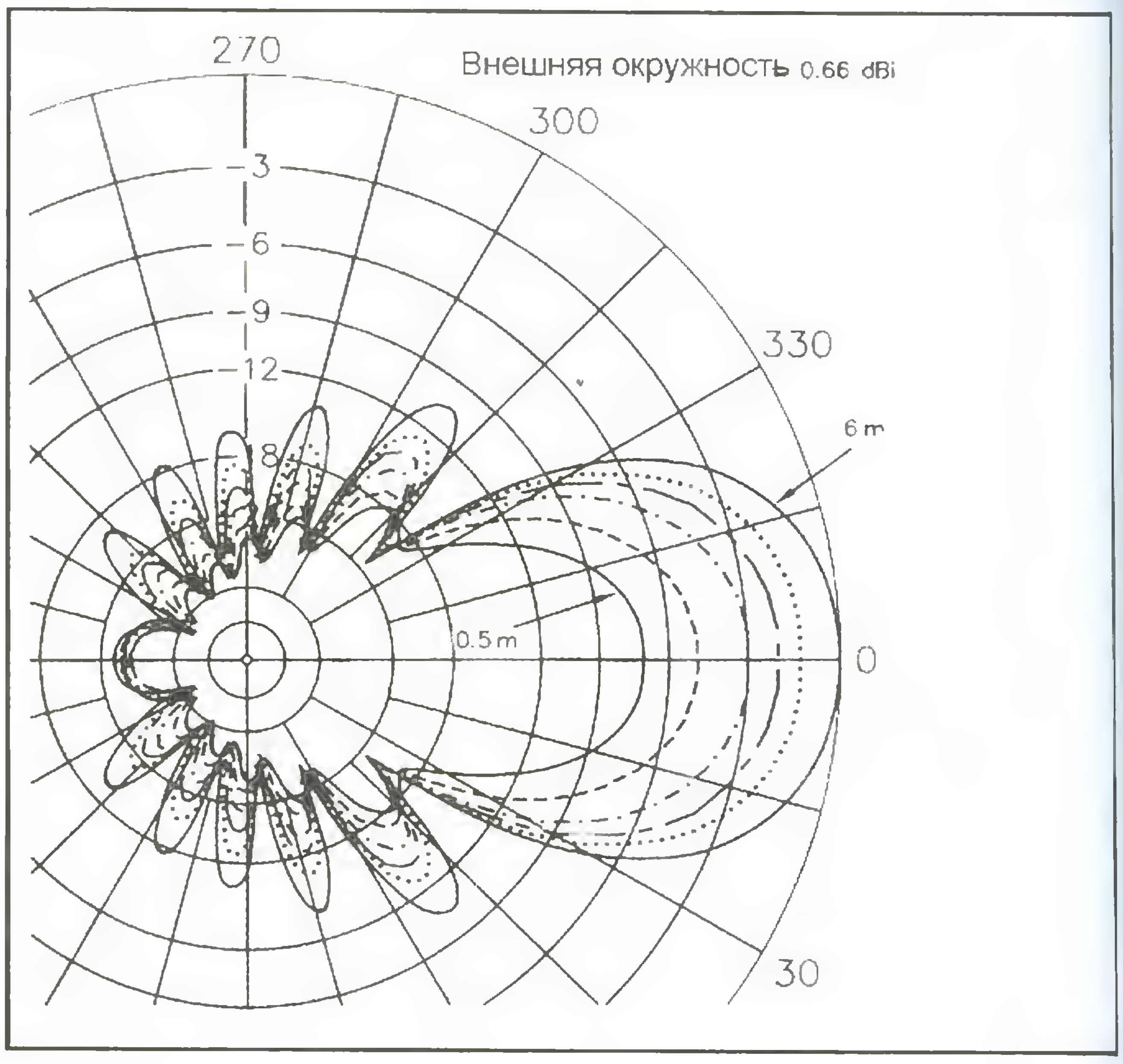


Рис.7.11. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости при главном угле излучения для той же самой антенны, как и на рис.7.10.

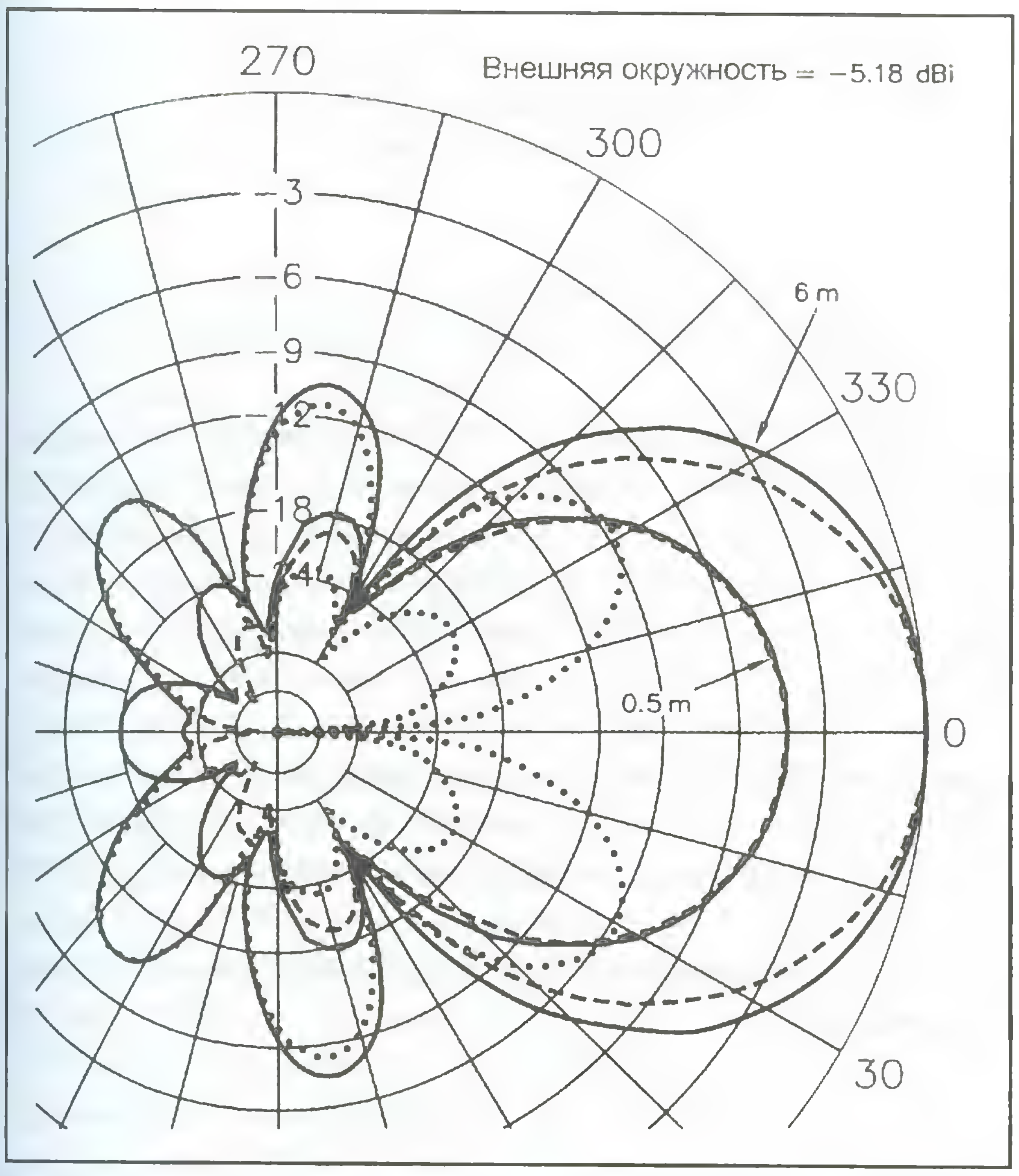


Рис.7.12. Диаграммы направленности для высокой (6 м) и низкой (0.5 м) антенн Бевериджа одинаковой длины (268 м). Диаграммы показаны для суммарного поля (сплошная линия), а также для горизонтальной и вертикальной составляющих (точечная и пунктирная линии). Наибольший второй боковой лепесток дает горизонтальная составляющая, которая становится более выраженной при увеличении высоты антенны. Отметим, что второй лепесток антенны Бевериджа высотой 6 м (приблизительно при 50° от главного направления) почти такой же, как и главный лепесток антенны Бевериджа высотой 0.5 м!

4.3.1. Многопроволочные антенны Бевериджа.

Если очень низкие антенны Бевериджа используются в вашей местности и, если вы хотите уменьшить боковые лепестки до минимума, эффективность низких антенн Бевериджа может быть значительно улучшена при использовании многопроволочных антенн Бевериджа, по сравнению с однопроводными антеннами (это также верно для антенн Бевериджа любой высоты). В этом случае используется несколько (обычно три) рядом расположенных антенн Бевериджа. Можно просто расположить две или три антенны Бевериджа рядом друг с другом на расстоянии одной от другой, равном высоте антенн.

На **рис.7.13** показаны возможные практические конфигурации, где приемные концы наклонены к общей точке питания.

На нагрузочном конце используются индивидуальные резисторы. В такой конфигурации входное сопротивление для двухпроводной антенны Бевериджа из параллельных проводов равно половине входного сопротивления однопроводной антенны Бевериджа (от 200 до 250 Ом), в то время, как трехпроводная антенна имеет входное сопротивление от 130 до 170 Ом.

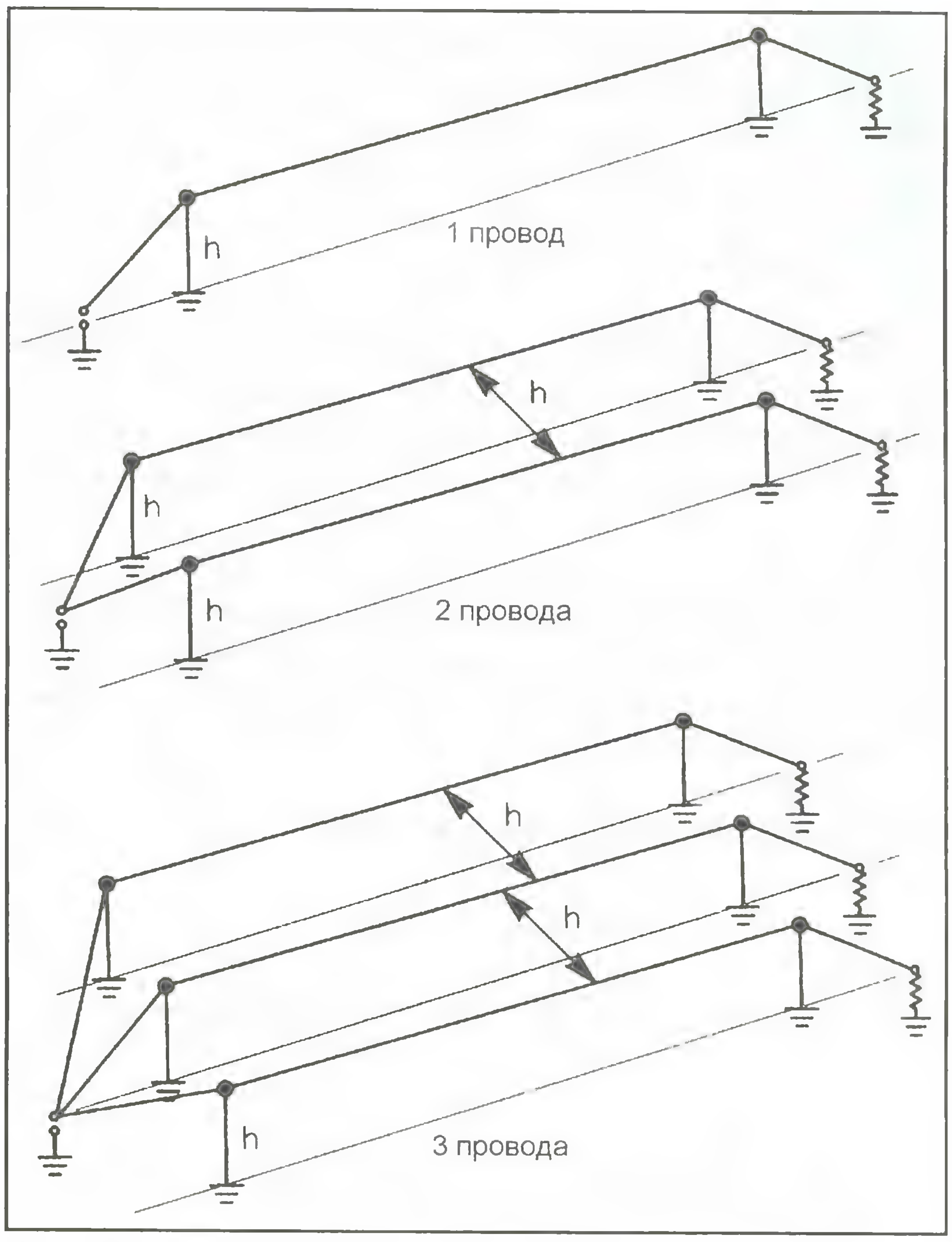


Рис.7.13. Схемы однопроводной, 2-х проводной и 3-х проводной антенн Бевериджа с наклонными нагрузками. В этом примере многопроволочные антенны Бевериджа разнесены на расстояние своей высоты над землей. Многопроволочные антенны Бевериджа в этом примере используют индивидуальные нагрузочные сопротивления, но возбуждаются в общей точке.

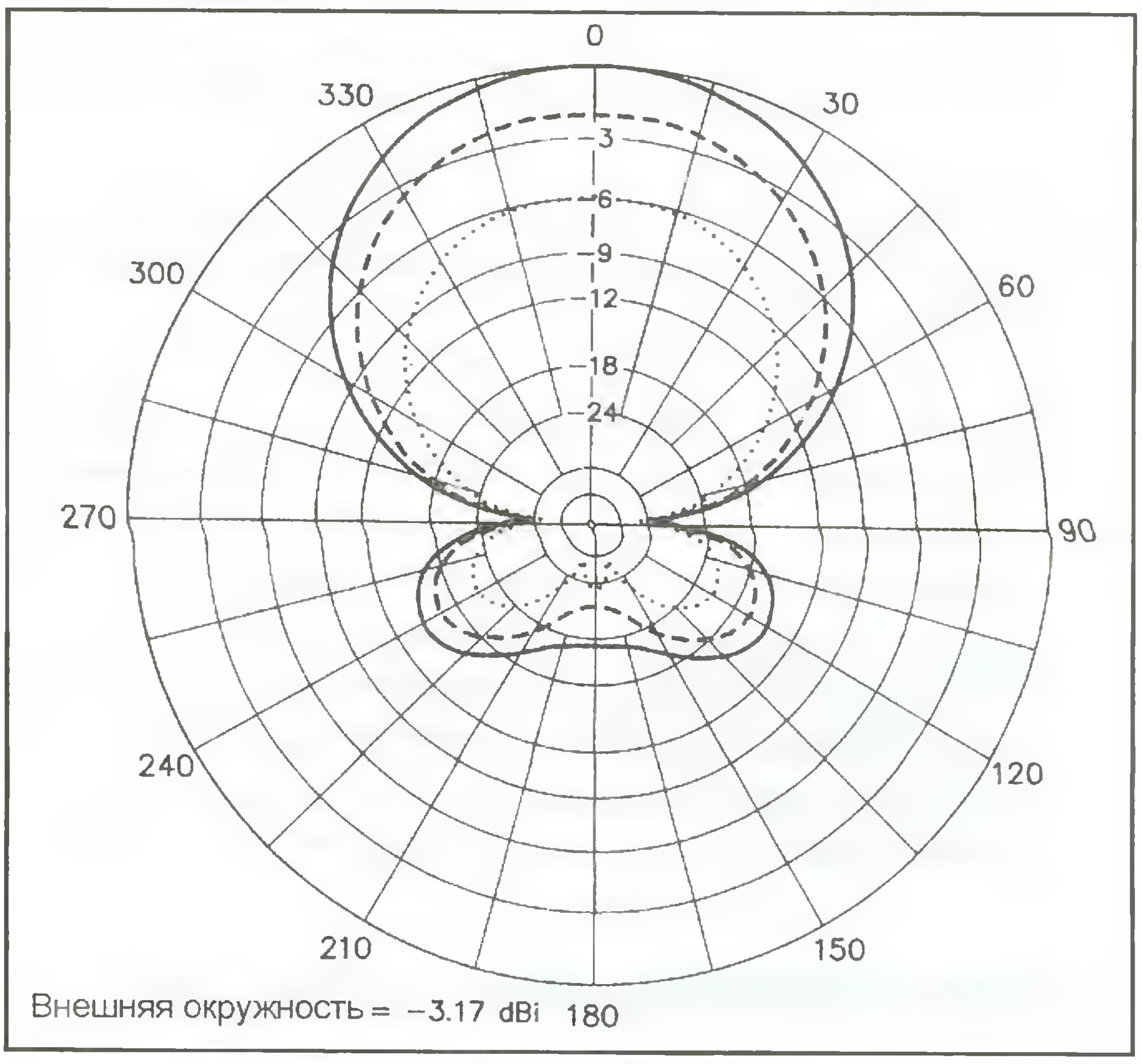


Рис.7.14. Диаграммы направленности однопроводной, 2-х проводной и 3-х проводной антенны Бевериджа, показанной на рис.7.13. заметим, что ширина диаграммы направленности по уровню 3 dB остается неизменной. Усиление получено только из-за уменьшения потерь в системе, благодаря использованию нескольких проводов для излучателя.

На **рис.7.14** показаны диаграммы направленности однопроводной, двухпроводной и трехпроводной антенн Бевериджа высотой 1 м и длиной 176 м для частоты 1830 кГц. При переходе от 1 к 2-м проводам добавляется 3 dB к сигналу, а при переходе от 1 к 3-м проводам усиление увеличивается на 4.5 dB.

Недостатком является незначительное ухудшение отношения F/R из-за соединения входов антенн в одну точку. Можно использовать также один нагрузочный резистор, на это вызовет дальнейшее ухудшение отношения F/R.

Фактически эта конфигурация аналогична антенной решетке из антенн Бевериджа, возбуждаемых в фазе. Каждая индивидуальная антенна Бевериджа может возбуждаться в фазе (смотри раздел 15.2). в этом случае ухудшения отношения F/R не происходит.

4.4. Влияние качества земли.

Общие закономерности таковы:

- Чем лучше земля, тем меньше выходной сигнал антенны.
- Чем лучше земля, тем лучше характеристики при малых углах. Максимум главного лепестка почти не меняется при изменении качества земли от очень бедной до очень хорошей (от 28°до 30°).
- Чем беднее земля, тем менее выражены нули между соседними лепестками. Это похоже на то, что мы замечали для горизонтально поляризованных антенн над реальной землей.
- Отношение F/B, а также отношение F/S антенн Бевериджа остаются почти постоянными для качества земли от очень хорошей до очень бедной.
- Вертикальные углы излучения сильно не изменяются между очень хорошей землей и очень бедной землей.
- Антенна Бевериджа не работает хорошо над морем. Ее выходной сигнал меньше на 15 dB по сравнению с той же самой антенной над очень бедной землей, а главный угол излучения равен 45°. Это подтверждается наблюдениями, выполненными Ben Moeller, OZ8BV, антенна Бевериджа которого вблизи моря вовсе никогда не работает. Антенна Бевериджа VK0IR, установленная над соленым болотом, также никогда не работала – как я и говорил!

5. Сопротивление антенны Бевериджа (волновое сопротивление).

Над идеальной землей сопротивление однопроводной антенны Бевериджа может быть рассчитано, используя формулу для однопроводной линии передачи над землей:

$$Z = 138\log(\frac{4\times h}{d}),$$

где h – высота провода,

d – диаметр провода (в тех же единицах).

Теоретическое значения сопротивлений, показанные на **рис.7.3**, возникают над идеальной землей. Они могут быть использованы для оценки величины нагрузочного сопротивления однопроводной антенны Бевериджа и для конструирования согласующих трансформаторов и цепей. Отметим, что сопротивление не изменяется радикально при изменении высоты или диаметра провода. Очень низкие антенны Бевериджа не имеют очень маленького сопротивления, как иногда говорят. Belrose [1236] представил значения сопротивлений, находящихся между 420 Ом и 550 Ом для антенны Бевериджа длиной 110 м (360 футов) для частот, изменяющихся от 2 до 10 МГц (на высоте 1.1 м над землей).

Над реальной землей сопротивление оказывается больше, чем над идеальной землей. Могут быть использованы следующие корректирующие значения по сравнению с сопротивлением над идеальной землей (**рис.7.3**):

- Хорошая земля: +12%.
- Средняя земля: +20%.
- Очень бедная земля: +30%.

Волновое сопротивление антенны Бевериджа может быть определено экспериментально несколькими способами:

- Свяжите измеритель резонанса с одним концом антенны при помощи двухвитковой петли. Нагрузите второй конец антенны сопротивлением 300 Ом и перестраивайте частоту измерителя от 1 до 7 МГц. Измерьте глубину резонансных точек при сканировании частоты. Повторите эти измерения с нагрузочными сопротивлениями 400 и 500 Ом. Эта процедура даст вам возможность найти значение сопротивления, для которого почти не будет резонансов от 1 до 7 МГц. Это произойдет при значении сопротивления для которого антенна полностью апериодическая (не резонансная). Точное сопротивление может существенно изменяться от условий (сезон, влажность и тому подобное).
- Возбуждайте антенну в широком частотном диапазоне и подберите нагрузочное сопротивления для минимального изменения входного сопротивления на разъеме ANTENNA (но не опускайте любую длину линии передачи). Фактически для этого может быть использован любой КСВ – метр на входе антенны Бевериджа; идеален антенный анализатор с батарейным питанием.
- Возбуждайте антенну небольшим сигналом и измерьте распределение тока вдоль антенны ВЧ амперметром или ВЧ вольтметром. Регулируйте нагрузочное

сопротивление, пока напряжение или ток не станут равномерно затухать к нагруженному концу антенны (обычно от 25% до 50% в зависимости от качества земли и высоты антенны).

- Измерьте входное сопротивление в диапазоне частот (например от 1.5 до 3 МГц) и отметьте наибольшее (Z_{max}) и наименьшее (Z_{min}) значения сопротивлений, которые вы измерили. Волновое сопротивление антенны Бевериджа рассчитывается следующим образом:

$$Z_{Bev} = \sqrt{Z_{\max} \times Z_{\min}}\,.$$

Misek, W1WCR, описал использование проводов под антенной Бевериджа для стабилизации параметров земли [1206] и для получения более стабильных значений сопротивлений при изменении погодных условий.

Мое мнение таково, что точное значение нагрузочного сопротивления не критично. Я использую сопротивление от 470 до 560 Ом на всех моих антеннах Бевериджа.

6. Нагрузка однопроводной антенны Бевериджа.

6.1. Вертикальный, наклонный провода или четвертьволновая нагрузки в антенне Бевериджа.

Обычным способом нагрузки однопроводной антенны Бевериджа является включение подобранного нагрузочного сопротивления между концом антенны Бевериджа и землей. Однако, это не обязательно лучшее решение, особенно на частотах выше длинноволнового, где проводник, идущий вертикально вниз и соединяющий антенну Бевериджа с нагрузочным сопротивлением, составляет значительную часть длины волны и принимает значительный сигнал. Это явление может значительно ухудшить отношение F/B. для антенн Бевериджа на относительно большой высоте (1 м или больше) этот способ не является наиболее подходящим для нагрузки антенны.

На **рис.7.2** показана классическая система нагрузки, использующая вертикальный проводник, а также альтернативные системы, исключающие прием вертикальным проводником.

Системы, использующие нагрузки длиной 0.25λ, не очень практичны, так как для них необходима площадь. Использование одной нагрузки длиной 0.25 λ в линию с антенной Бевериджа (**рис.7.2B**) значительно ухудшает отношение F/R из-за приема нагрузочным проводом.

Эта дополнительная длина не добавляет усиления антенне (хотя добавляет дополнительно длину проводов 0.25 λ) и, следовательно, кажется не очень практичной.

Использование двух проводов длиной 0.25 λ, расположенных в линию (**рис.7.2C**) преодолевает проблему ухудшения отношения F/R, однако, делает систему очень сложной для построения и требует большего количества провода и площади, опять таки без добавления сигнала в антенне! Однако эта конфигурация является наиболее легкой и точной моделью для расчета антенн Бевериджа при помощи программ, основанных на NEC.

Четвертьволновые нагрузки являются нагрузками однодиапозонными. В состав антенны могут быть включены трапы для обеспечения работы в нескольких диапазонах. Провода короче, чем 0.25λ могут быть использованы вместе с катушками индуктивности для выполнения необходимой нагрузки (как делалось с приподнятыми противовесами, смотри главу по вертикальным антеннам).

Я постоянно использовал наклонную нагрузку (**рис.7.2D**) и считаю, что она работает очень хорошо. Угол наклона должен быть меньше, чем минимальный ожидаемый угол прихода сигнала. В **таблице 7.3** приведена длина наклонного провода в виде функции минимального волнового угла и высоты антенны Бевериджа. Длина наклонной секции, равная 20 м, является хорошим значением для любого случая. Наклонная секция является частью антенны, как таковой, это означает, что наклонная нагрузка вполне широкополосная. Нагрузочное сопротивление (приблизительно 500 Ом) устанавливается между концом наклонного провода и заземляющей системой.

Оказалось, что военные, интенсивно использующие наклонные нагрузки в своих антенных решетках из антенн Бевериджа, использовали их в ВЧ радиолокационных системах. Знание того, что направленность является главным свойством таких решеток (узкая диаграмма), подтверждает, что наклонные нагрузки ведут к ней.

Очевидно, что дискуссия о методах нагрузки (вертикальные, наклонные или использование проводов длиной 0.25λ) применима к обоим концам антенны Бевериджа.

6.2. Нагрузочное сопротивление.

Если нагрузочное сопротивление не точное, то максимальное значение F/B недостижимо. Во многих случаях вы не сможете заметить этого, пока шум или сигнал, который вы захотите подавить не расположатся точно в нулевом направлении антенны Бевериджа. В предположении отсутствия потерь в антенне отношение F/B для различных нагрузок даны в **таблице 7.4**.

Таблица 7.3. Волновой угол в зависимости от длины наклонного провода (м) для антенн Бевериджа.

Высота антенны Бевериджа	Волновой угол					
	10°	15°	20°	25°	30°	35°
0.3 м	1.7	1.2	0.9	0.7	0.6	0.5
1.0 м	5.8	3.9	2.9	2.4	2.0	1.7
2.0 м	11.5	7.7	5.8	4.7	4.0	3.3
3.0 м	17.3	11.6	8.8	7.1	6.0	5.2

Показана длина наклонной нагрузки в виде функции высоты антенны и минимального волнового угла, при котором не должно быть потери в усилении.

Если теоретическое значение нагрузочного сопротивления равно 500 Ом, а вы используете 450 Ом, то значение КСВ равно 500/450 = 1.12, а максимально достижимое значение F/B равно 25 dB. Если вы используете нагрузочное сопротивление 250 Ом, то максимально достижимое отношение F/B уменьшится приблизительно до 10 dB. Назначением нагрузочного сопротивления является поглощение энергии, распространяющейся вдоль по проводу с задней стороны антенны (для получения хорошего отношения F/B). Нагрузка не должна регулироваться для получения наилучшего КСВ в линии передачи к приемнику. Если все идеально, то правильное значение нагрузочного сопротивления и правильный трансформатор (на приемном конце) позволят достичь идеального КСВ, но делать это целесообразно в правильной последовательности:

- Экспериментально определите волновое сопротивление антенны одним из методов, описанных в разделе 5. Это значение может быть ниже, чем вы ожидаете, особенно над бедной или очень бедной землей, так как сопротивление земли включено последовательно с нагрузочным сопротивлением. K6SE сообщил об определении точного значения нагрузочного сопротивления равного 300 Ом над очень бедной землей в его местности.

- Установите трансформатор 9:1 на приемном конце. Если вы измерите КСВ (используя антенный анализатор), то он должен быть между 1 и 1.5, что очень неплохо для приема. Очень небольшое значение КСВ (менее 1.2) требуется только тогда, когда вы хотите использовать длины коаксиальных линий передачи для получения необходимых фазовых сдвигов в антенных решетках из антенн Бевериджа (смотри раздел 15).

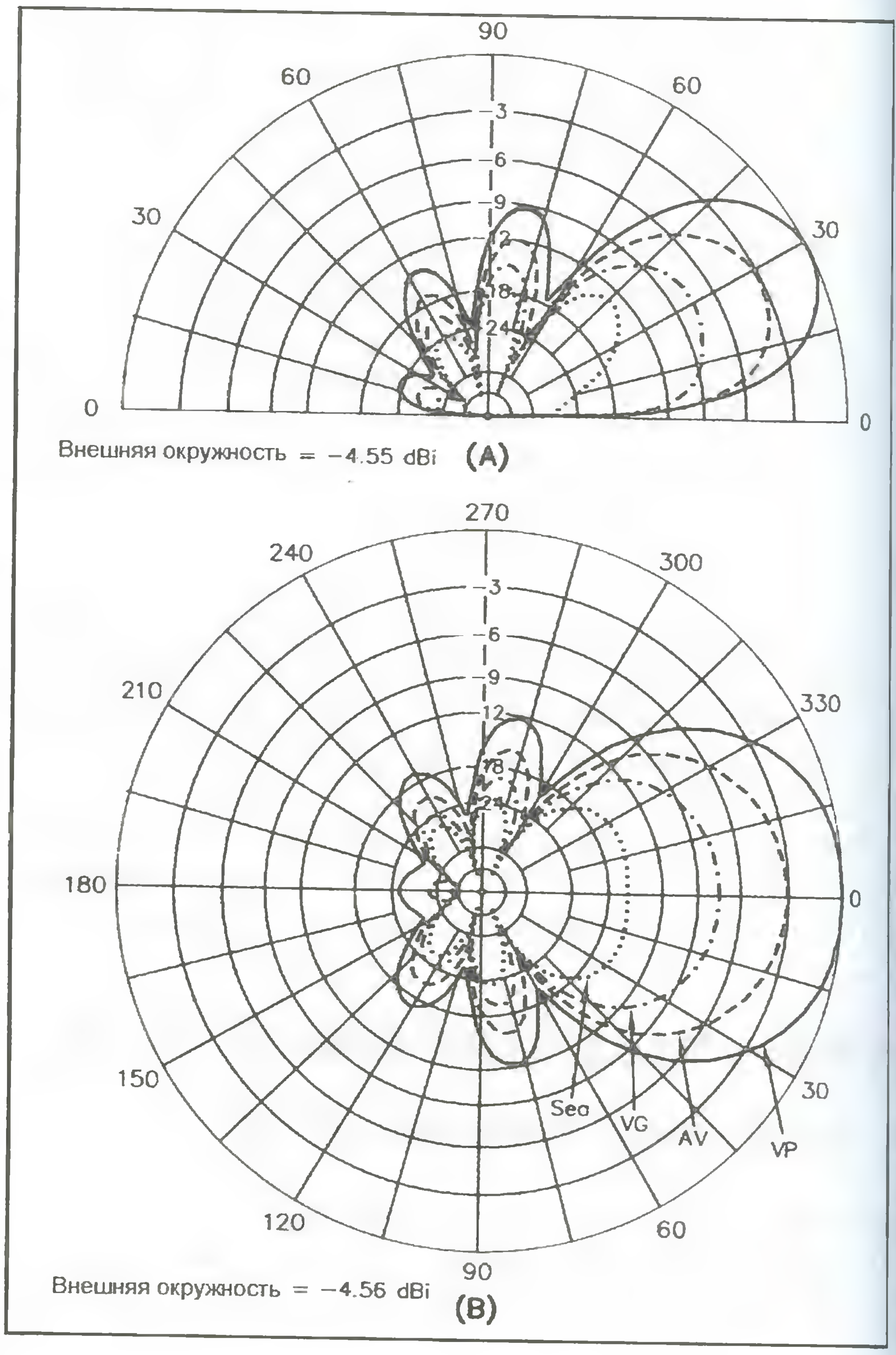


Рис.7.15. Диаграммы направленности в вертикальной (А) и горизонтальной (В) плоскостях антенны Бевериджа длиной 268 м и высотой 2 м, работающей на 160 метрах для земли различного качества (очень бедной земли, средней земли, очень хорошей земли и морской поверхности). Отметим плохие характеристики над соленой водой, а также убедительную разницу 8 dB усиления между очень бедной и очень хорошей землей! Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости рассчитана для волнового угла 30° во всех случаях.

Типичные значения нагрузочного сопротивления для антенны Бевериджа высотой 1.2 м в зависимости от качества земли приведены в **таблице 7.4**. Нагрузочное сопротивление должно быть сопротивлением безындукционного типа (или с малой индуктивностью), это означает, что нельзя использовать проволочное сопротивление. В принципе подойдет любая мощность сопротивления, но если вы располагаете антенну Бевериджа вблизи с передающей антенной (что плохо, смотри раздел 13), вам необходимо будет использовать несколько параллельных сопротивлений мощностью 1 или 2 Вт. Я использую единственное сопротивление мощностью 2 Вт и никогда не видел его обесцвеченным или обожженным.

Таблица 7.4	
Отношение F/B для различных нагрузок	
КСВ нагрузки	F/B
3.6	5 dB
1.9	10 dB
1.4	15 dB
1.21	20 dB
1.1	25 dB

Таблица 7.4А.	
Изменение нагрузочного сопротивления для антенны Бевериджа высотой 1.2 м в зависимости от качества земли	
Тип земли	Оптимальное сопротивление нагрузки
Очень хорошая	580 Ом
Хорошая	560 Ом
Бедная	500 Ом
Очень бедная	320 Ом

Если вы живете в местности с частыми грозами, то рекомендуется использование угольных сопротивлений (Allen Bradley все еще делает их). Дополнительная защита может быть добавлена использованием газового разрядника, включенного параллельно сопротивлению или даже самодельных небольших контактов с воздушным промежутком также параллельно сопротивлению.

Воздушный промежуток должен быть не более толщины листа бумаги и хорошо защищен в небольшой коробке.

6.3. Окончания с индуктивной нагрузкой.

В разделе 4.2 мы рассматривали длину мертвой зоны. Антенна Бевериджа длиной 120 м (приблизительно 0.75λ), заканчивающаяся нагрузочным сопротивлением, равным ее характеристическому сопротивлению (500 Ом), имеет отношение F/B примерно 13 dB.

Это не очень хорошее значение, при длине мертвой зоны антенна Бевериджа может имеет это отношение равное 25 dB.

Если мы нагрузим ту же самую антенну Бевериджа комплексным сопротивлением, состоящего из резистора и последовательной с ним катушкой, мы сможем получить то же самое значение F/B, как и для антенны Бевериджа с длиной мертвой зоны. На **рис.7.16** показаны диаграммы направленности антенн Бевериджа длиной 120 м (на 160 метрах), нагруженной на «классическое» сопротивление в 500 Ом (отношение F/B равно 12 dB) и той же самой антенны, нагруженной на комплексное сопротивление 500 + j250 Ом (индуктивность 22 μH на 160 метрах), отношение F / B увеличивается до 25 dB, в то время, как усиление уменьшается всего на долю 1 dB. В тоже самое время входное сопротивление становится комплексным (500 – j220 Ом). Мы можем компенсировать эту емкостную реактивность введением катушки с сопротивлением +220 Ом между трансформатором 9:1 и антенной Бевериджа (примерно 38 витков на сердечнике T106-2 из порошкового железа). Эта последняя катушка обеспечивает только согласование линии передачи.

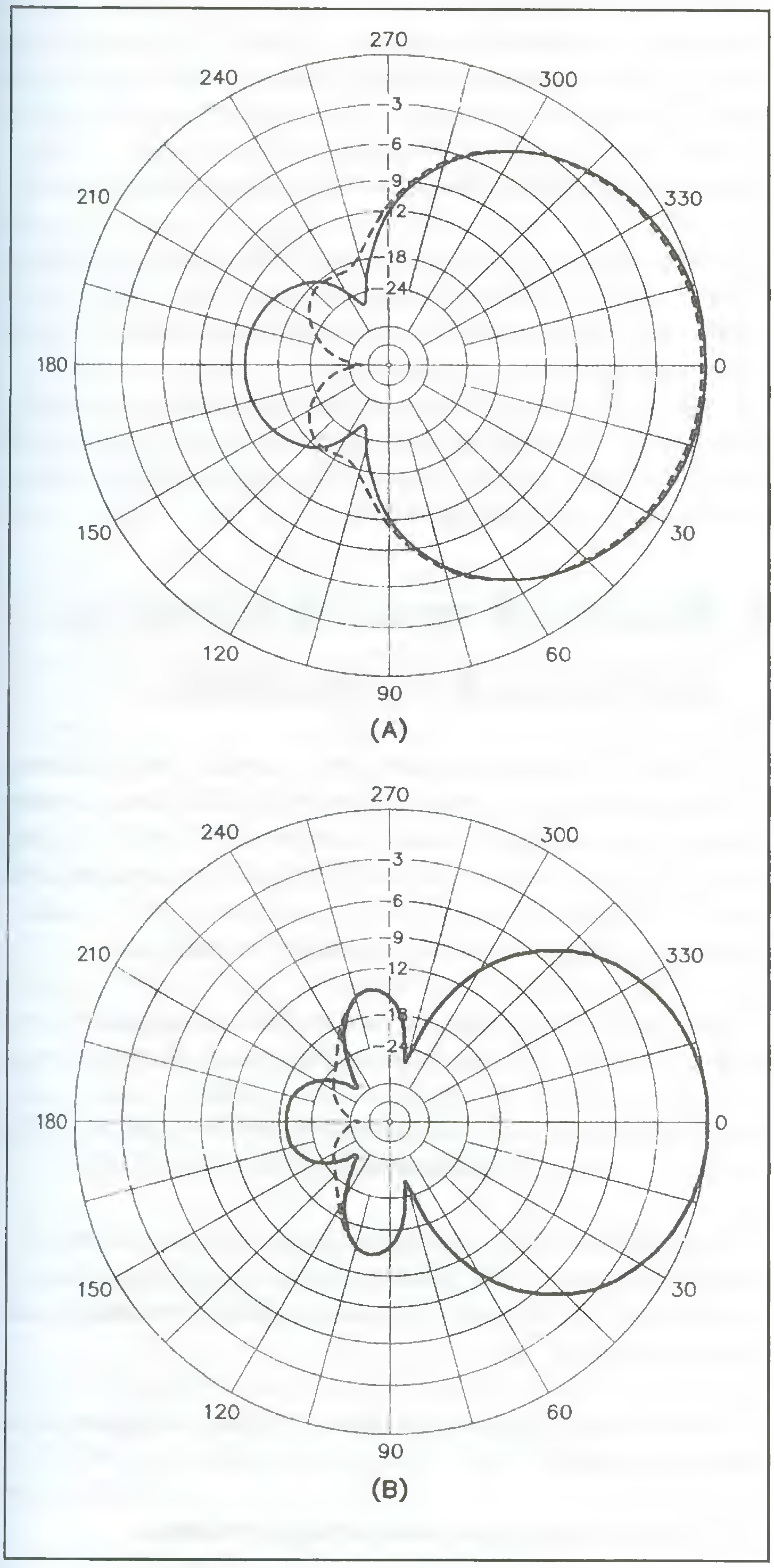


Рис.7.16. **Диаграммы направленности (при волновом угле 25°) антенн Бевериджа длиной 120 м (A) и 200 м (B) на 160 метрах. В каждом случае диаграммы антенн, нагруженных на сопротивление 500 Ом, имеют большой задний лепесток. Диаграммы с улучшенным отношением F/B получены при нагрузке состоящей из сопротивления 500 Ом последовательно с индуктивностью. Индуктивность на A имеет реактивное сопротивление 250 Ом, а на B – 150 Ом на частоте 1.83 МГц. Отметим, что отношение F/B может существенно увеличено.**

Другой пример показан на **рис.7.16** для антенны Бевериджа длиной 200 м (также на 160 метрах). В этом случае необходима катушка с реактивным сопротивлением 100 Ом для получения максимального отношения F/B.

На практике наилучшим является использование переменной индуктивности и подстройка ее значения для получения максимального отношения F/B, используя небольшой сигнал генератор, расположенный сзади антенны на расстоянии нескольких длин волн от нее. Я использую небольшую цилиндрическую катушку, которую можно настроить на максимальное значение 34 μH . Когда точное значение будет определено, переменная индуктивность может быть заменена катушкой с тороидальным сердечником из порошкового железа той же самой индуктивности. Не используйте ферритовые сердечники для этих целей. Значение последовательной индуктивности на входе может быть настроено для получения минимального значения КСВ на первичной обмотке трансформатора 9:1.

Напомним, что если мы используем такую комплексную нагрузку, то антенна Бевериджа становится однополосной антенной и вы должны переключать нагрузки для различных частотных полос.

6.4. Настройка окончания для наилучшего отношения F/B.

Чтобы получить хорошее отношение F/B, убедитесь, что длина антенны Бевериджа соответствует длине мертвой зоны (раздел 4.2). в этом случае подойдет обычное сопротивление. Если нет, то вы нуждаетесь в сопротивлении R + L, для получения наилучшего отношения F/B (раздел 6.3). Эта R + L нагрузка является однополосной нагрузкой.

Настройка сопротивления нагрузки может быть легко выполнена при помощи небольшого сигнал генератора с небольшой штыревой антенной, которая должны быть установлена на расстоянии, по крайней мере, 5λ от антенны.

Если вы не заинтересованы в максимальном отношении F/B при нулевом угле места (никто в этом не заинтересован!), вы не должны устанавливать сигнал генератор в одну линию (сзади, конечно) с антенной. Сигнал генератор должен быть установлен по азимуту (т.е. под углом относительно линии антенны Бевериджа), равному углу места, при котором вы хотите, чтобы антенна имела наилучшее отношение F/B. Обычно может быть использован угол от 25° до 30°.

Этот принцип применим не только к антеннам Евериджа, но и к большинству приемных антенн, описанных в этой главе.

7. Заземляющие системы для антенн Бевериджа.

Если вы имеете реальную землю (не скалы), то заземляющая система может состоять из заземляющих штырей на каждом конце антенны. ВЧ сопротивление заземляющей системы на дальнем конце (нагруженном конце) антенны Бевериджа не должно быть очень низким, так как (высокое) сопротивление заземляющей системы включено последовательно с нагрузочным сопротивлением антенны (приблизительно 500 Ом). Это означает, что простой заземляющий стержень длиной приблизительно 1 м может быть использован в большинстве случаев.

Там, где проводимость земли очень плохая [1260] сопротивление единственного заземляющего стержня может оказаться фактически больше, чем требуемое нагрузочное сопротивление. В этом случае может оказаться необходимым установка нескольких заземляющих стержней или проволочной сетки для уменьшения сопротивления до приемлемого значения. В таком случае может также оказаться, что сопротивление изменяется достаточно сильно при изменении погодных условий.

Если оптимальное отношение F/B является проблемой, тогда, может быть, хорошим решением является установка безиндукционного (типа AB J) потенциометра 100 Ом, который может быть подстроен на месте, используя небольшой источник сигнала, установленный на расстоянии несколько длин волн сзади антенны (смотри раздел 6.4).

На приемном (входном) конце антенны Бевериджа мы должны обратить больше внимания на заземляющую систему, так как высокое сопротивление заземляющей системы приведет к рассеиванию значительной части ВЧ сигнала в сопротивлении потерь этой плохой заземляющей системы. Эквивалентное сопротивление заземления включено последовательно с вторичной (с большим Z, например 450 Ом) обмоткой согласующего трансформатора. Предположив, что мы имеем эквивалентное сопротивление заземления равное 300 Ом (что вполне реально для одиночного короткого заземляющего стержня в пустыне), то потери из-за этого 300 Ом сопротивления будут равны:

$$20\times\log(\frac{550}{550+300}) = -3.8dB.$$

Это означает, что всегда, когда это возможно, необходимо обеспечивать приемлемое ВЧ заземление в этой точке. Если вы определили нагрузочное сопротивление антенны Бевериджа одним из экспериментальных методов, рассмотренных в разделе 5, то вы можете использовать это сопротивление для расчета качества земли.

Если обычно для антенны Бевериджа высотой 2 м требуется нагрузочное сопротивление 300 Ом для получения апериодического режима (без стоячих волн в антенне), тогда применяйте вышеприведенные расчеты, пока вы выполняете измерения до достижения небольшого сопротивления заземления на приемном конце.

Несколько заземляющих стержней, расположенных на расстоянии, являются одним из возможных вариантов. Там, где мы не можем использовать заземляющие стержни (скалистая земля), мы можем использовать большой коврик, выполненный из длинных полос плетенной проволоки (например в форме креста 6x6 м) или большое количество коротких (связанных между собой) противовесов, лежащих на земле. Лежащие на земле провода длиной 0.25 λ в качестве противовесов имеют мало смысла. На земле эти провода далеки от электрической длины 0.25 λ, и значительно лучше использовать тоже самое количество проводов для выполнения 4-х коротких противовесов.

Длинные противовесы должны быть также исключены, так как они неизбежно изменят отношение F/B антенны Бевериджа и испортят замечательное отношение F/B, если использованы длины мертвой зоны (смотри раздел 4.2). Там, где использовано наклонное окончание, заземляющий стержень может быть расположен на незначительном расстоянии над землей, играя роль подпорки для секции наклонного провода (**рис.7.2D**).

8. Входной трансформатор антенны Бевериджа.

Наиболее легким путем согласования сопротивления антенны Бевериджа (обычно от 450 до 600 Ом) с обычно используемым коаксиальным кабелем (50 или 75 Ом) является использование широкополосного тороидального трансформатора. Такие трансформаторы обычно наматываются на сердечники из магнитного материала.

Магнитным материалом может быть в принципе или феррит или порошковое железо. Ферриты достигают значительно большей проницаемости (до 10000), чем порошковое железо (до 100), но менее стабильны на высоких частотах и более легко насыщаются.

Широкополосные трансформаторы обычно не используются на больших мощностях, так как в ситуации с антенной Бевериджа, ферриты являются наиболее логичными для применения.

Такие трансформаторы можно купить, но дешевле их сделать самому.

8.1. Материал и размер сердечника.

Для изготовления трансформатора могут быть использованы несколько типов материала и размеров сердечника. Если говорить о размерах, то могут быть использованы сердечники 0.5 дюйма (или даже меньших размеров), при условии, что пользователь не соблазнится использовать антенну Бевериджа для передачи.

Я очень успешно использую ферритовый материал с высокой проницаемостью. Отмечу только одно преимущество, значительно легче намотать катушку, если она содержит всего несколько витков! Не используйте любые сердечники, которые вы найдете у себя дома в хламе. Целью является не только коэффициент трансформации или КСВ. Я видел трансформаторы, которые показывали идеальный КСВ со вторичной обмоткой, нагруженной на 500 Ом, но они также имели чрезвычайные потери не менее 5 dB!

Многие любители рассказывают об успешном использовании феррита с низкой проницаемостью 75 и 43 или даже меньше – 61. Я десятилетиями использую керамические магниты MN8CX с высокой проницаемостью без единой неудачи.

Я не могу рекомендовать феррит 61, поскольку для него необходимо слишком много витков и имеет слишком большую межвитковую емкость. Сердечники из порошкового железа имеют слишком низкую проницаемость, чтобы быть использованы для этой цели.

Измерять индуктивность для данного количества витков и затем делать вывод о требуемом для работы количестве витков хорошо для сердечников из порошкового железа, но не для ферритовых сердечников.

Наилучшим способом разработки трансформатора на ферритовых сердечниках является намотка трансформатора и тестирование его характеристик при постепенном уменьшении количества витков (оставляя отношение витков первичной и вторичной обмоток постоянным). Этим способом я определил витки, необходимые для создания трансформатора 9:1. лучший трансформатор имел вносимые потери обычно менее 0.5 dB от 1.8 до 7 МГц и возвратные потери более 25 dB (КСВ = 1.1).

Было сделано несколько трансформаторов, используя три типа сердечников. Необходимое число витков приведено в **таблице 7.5**. Аналоги тороидальных сердечников могут быть выбраны из **таблицы 7.6**.

8.2. Как намотать трансформатор для вашей антенны Бевериджа.

Трансформатор сопротивления 9:1 (отношение витков 3:1) дает более менее приемлемое согласование как для 50 Ом, так и для 75 Ом линии передачи.

Трансформатор на длинных линиях, использующий трехпроводную намотку, хорошо подходит для этих целей. Эмалированные провода должны быть переплетены между собой.

8.2.1. Трансформатор с общей землей.

Классическая схема, а также информация о витках приведены на **рис.7.17**. Отметим, что земля для коаксиальной линии, а также земля для антенны соединены вместе в трансформаторе. Это означает, что антенна и линия передачи используют общую землю.

Из таблицы следует, что трансформатор 9:1, выполненный на сердечнике MN8CX, имеет 4 витка трехпроводной линии. Сердечники, обозначенные (*), дают наименьшее затухание и могут быть рекомендованы.

Таблица 7.5.
Количество витков для 50 или 75 Ом намотки.

Тип сердечника	Витки
MN8CX (*)	4
FT50-75, FT82-75, FT114-75 (*)	8
FT50-43(*), FT82-43(*), FT114-43(*)	8

Таблица 7.6.
Аналоги тороидальных сердечников.

Тип	Изготовитель и номер
Amidon: FT50-75	Fair Rite 5975000301 Ferroxcube 768T188/3E2A
Amidon: FT82-75	Fair Rite 5975000601 Ferroxcube 846T250/3E2A
Amidon: FT114-75	Fair Rite 59750001001 Ferroxcube 502T300/3E2A
Amidon: FT50-43	Fair Rite 5943000301 Ferroxcube 768T188/3D2
Amidon: FT82-43	Fair Rite 5943000601
Amidon: FT114-43	Fair Rite 59430001001

Информация о витках содержится в таблице 7.5 для наиболее распространенных типов сердечников и их внешних диаметров от 13 до 25 мм. Одинаковое количество витков может быть использовано для 50 и 75 Ом сопротивлений систем. Характеристики приведены для частотного диапазона от 1.8 до 7 МГц.

Намотать такой трансформатор очень легко. Возьмите три лакированных провода длиной 0.4 м (диаметром 0.4 мм) и свейте их друг с другом вместе со смолой приблизительно два оборота на сантиметр. Используйте ручную дрель для получения ровных скруток. Зафиксируйте один конец проводов в струбцине, а другой конец в головке ручной дрели.

Убедитесь, что натяжение трех проводов одинаковое и они все расположены идеально параллельно (провода не должны пересекаться!). если вы имеете доступ к лакированным проводам различного цвета, тогда задача идентификации проводов очень проста. В противном случае вы можете очистить (или обжечь) немного изоляции и идентифицировать три провода омметром. Соедините провода точно как показано на **рис.7.16**. После пайки закройте запаянные провода термоусадочной трубкой.

Я использовал для этих трансформаторов как один сердечник MN8CX, так и набор из двух сердечников MN8CX. В **таблице 7.7** показаны вносимые потери, а также КСВ для трансформатора на длинных линиях, выполненного на различных сердечниках. Измерения были выполнены при помощи анализатора цепей R&S. Вносимые потери были измерены при помощи двух трансформаторов, соединенных друг с другом. В обоих случаях на сердечниках было намотано 4 витка.

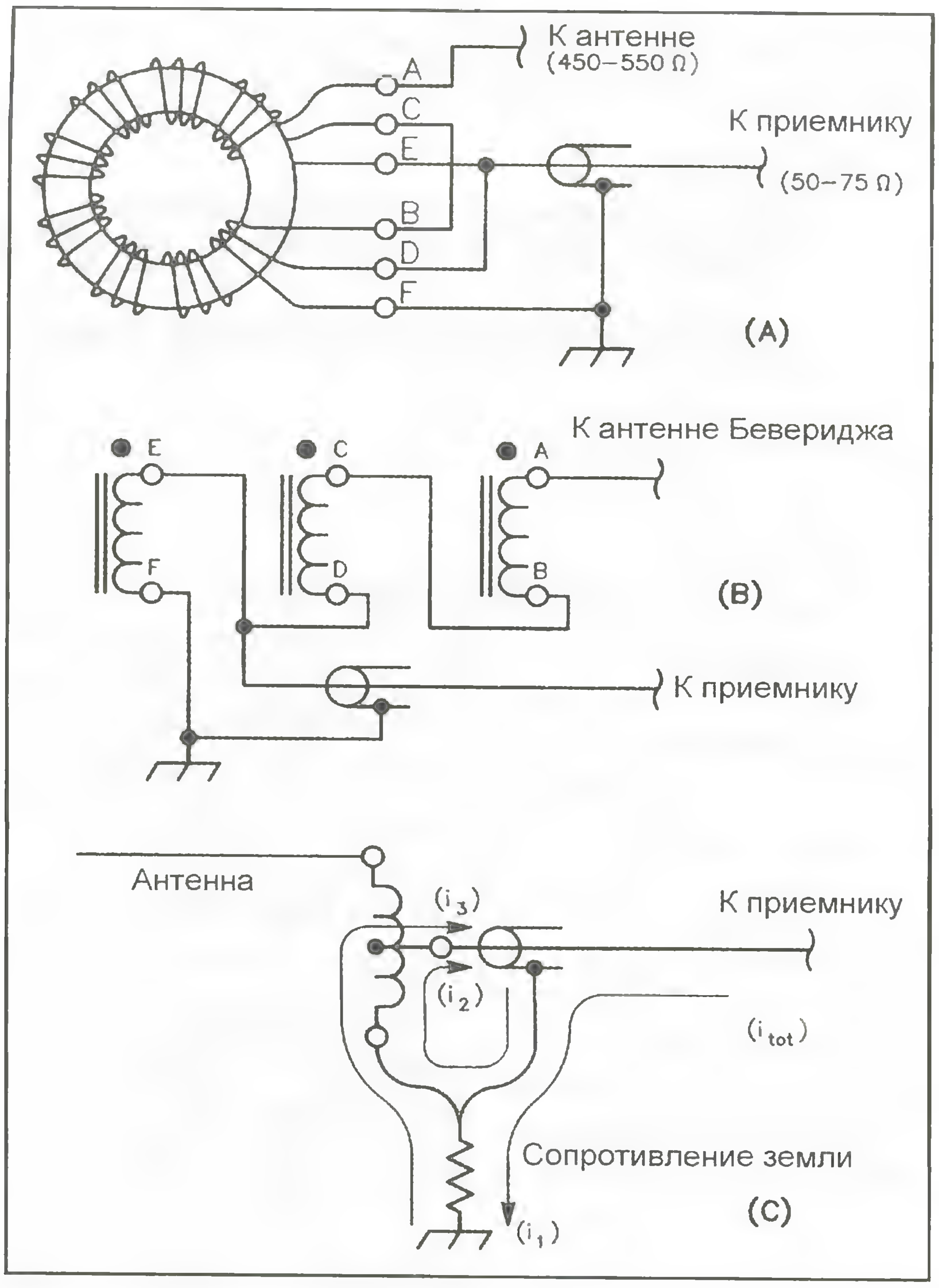


Рис.7.17. Трансформатор на длинных линиях (А) состоит из трех параллельно намотанных проводов, равномерно расположенных на тороидальном сердечнике. Схема соединений для трансформации сопротивлений 9:1 показана на (В). Эмалированный провод может быть надежно зафиксирован на сердечнике при помощи ленты или густого лака. Токи антенны (С) на внешней поверхности линии передачи (действующие как тип «наземной антенны Бевериджа») направлены внутрь коаксиальной линии при помощи общего сопротивления заземления и небольшого сопротивления связи трансформатора.

8.2.2. Изолированные земли.

Внешняя сторона оплетки коаксиальной линии ведет себя как длинный провод с малыми потерями (на земле) или как неопределенная антенна Бевериджа, принимающая сигнал с других направлений, которые интересны нам. Эти сигналы вызывают токи, текущие по внешней оплетке коаксиального кабеля (i_{tot}), которые могут попадать внутрь линии передачи благодаря связи через общее сопротивление земли (i_1, i_3), а также через виток трансформатора с малым сопротивлением (i_2)! Смотри **рис.7.17С**.

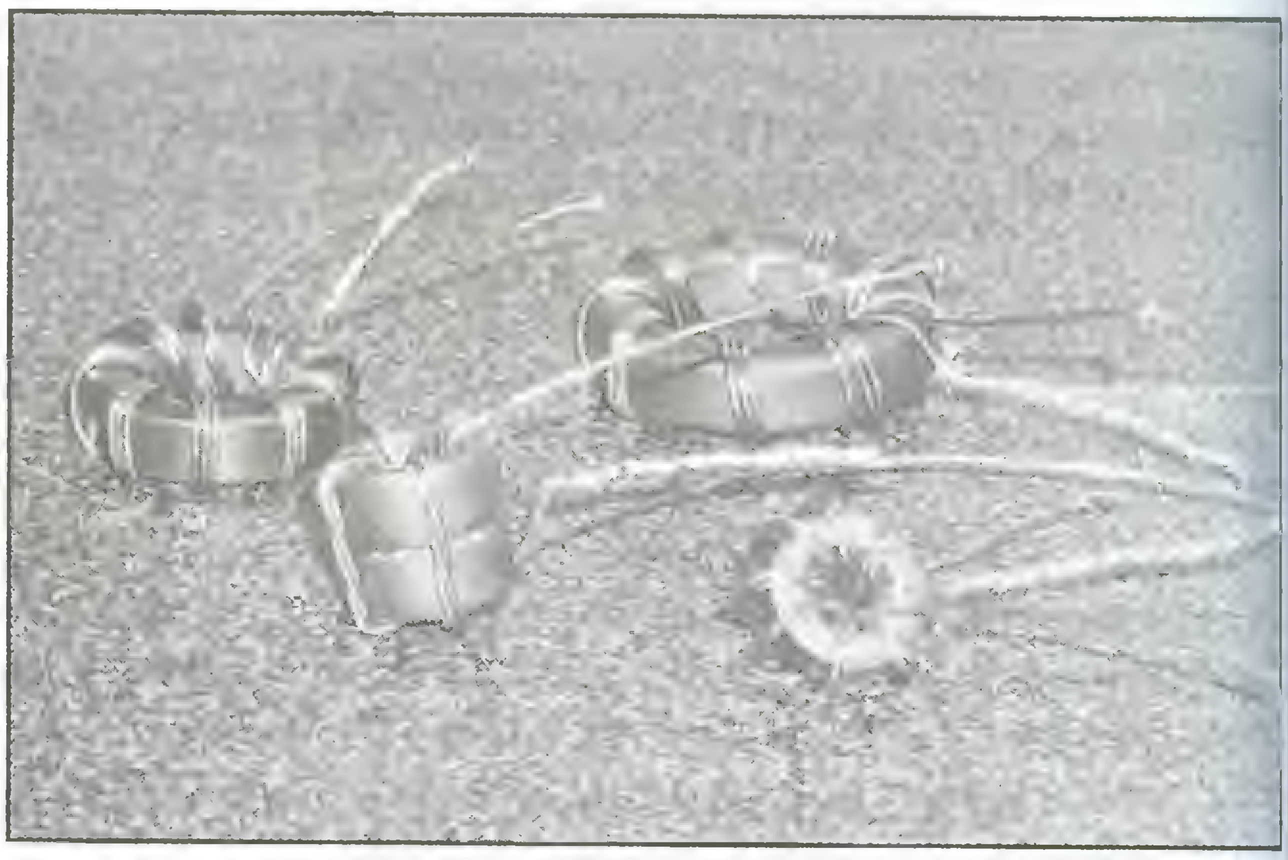
Это является обычной причиной приема мешающих сигналов, особенно, если используются длинные линии. Чтобы предотвратить это явление, антенна Бевериджа и коаксиальная линия передачи могут быть присоединены к разным землям. Для этого необходим трансформатор, у которого первичная и вторичная обмотки гальванически развязаны. На **рис.7.18** показан модифицированный трансформатор на длинных линиях с трехпроводной вторичной обмоткой плюс отдельная первичная обмотка, каждая из которых имеет свое собственное заземленное окончание. Правильная намотка трансформатора линия передачи и заземляющая система детально рассматриваются в разделе 9.3.

Таблица 7.7. Вносимые потери и КСВ для автотрансформатора типа длинной линии, намотанного на различные сердечники. (A) – единственный сердечник MN8-CX (3 провода х 4 витка), (B) – набор двух сердечников MN8-CX ((3 провода х 4 витка). (C) – единственный сердечник FT-114-43 (3 провода х 8 витков), (D) – единственный сердечник FT-114-75 (3 провода х 8 витков).

Тип		1.8 МГц	3.65 МГц	7.1 МГц
(A)	Вносимые потери (dB)	0.5	0.45	0.45
	КСВ	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1
(B)	Вносимые потери (dB)	0.25	0.25	0.25
	КСВ	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1
(C)	Вносимые потери (dB)	0.28	0.20	0.18
	КСВ	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1
(D)	Вносимые потери (dB)	0.20	0.21	0.28
	КСВ	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1

Таблица 7.8. Вносимые потери и КСВ для трансформатора антенны Бевериджа с изолированной первичной обмоткой, намотанного на тороидальном сердечнике из MN8CX. (A) – единственный сердечник, (B) – набор из двух сердечников.

Тип		1.8 МГц	3.65 МГц	7.1 МГц
(A)	Вносимые потери (dB)	0.55	0.50	0.47
	КСВ	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1
(B)	Вносимые потери (dB)	0.30	0.30	0.28
	КСВ	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1



Ряд трансформаторов 9:1 на длинных линиях для антенны Бевериджа. Слева направо: сердечник FT-82, набор двух сердечников MN8CX, сердечники FT-114 и FT-50. Скрученные провода использованы на маленьких сердечниках и три параллельных провода были использованы на больших сердечниках.

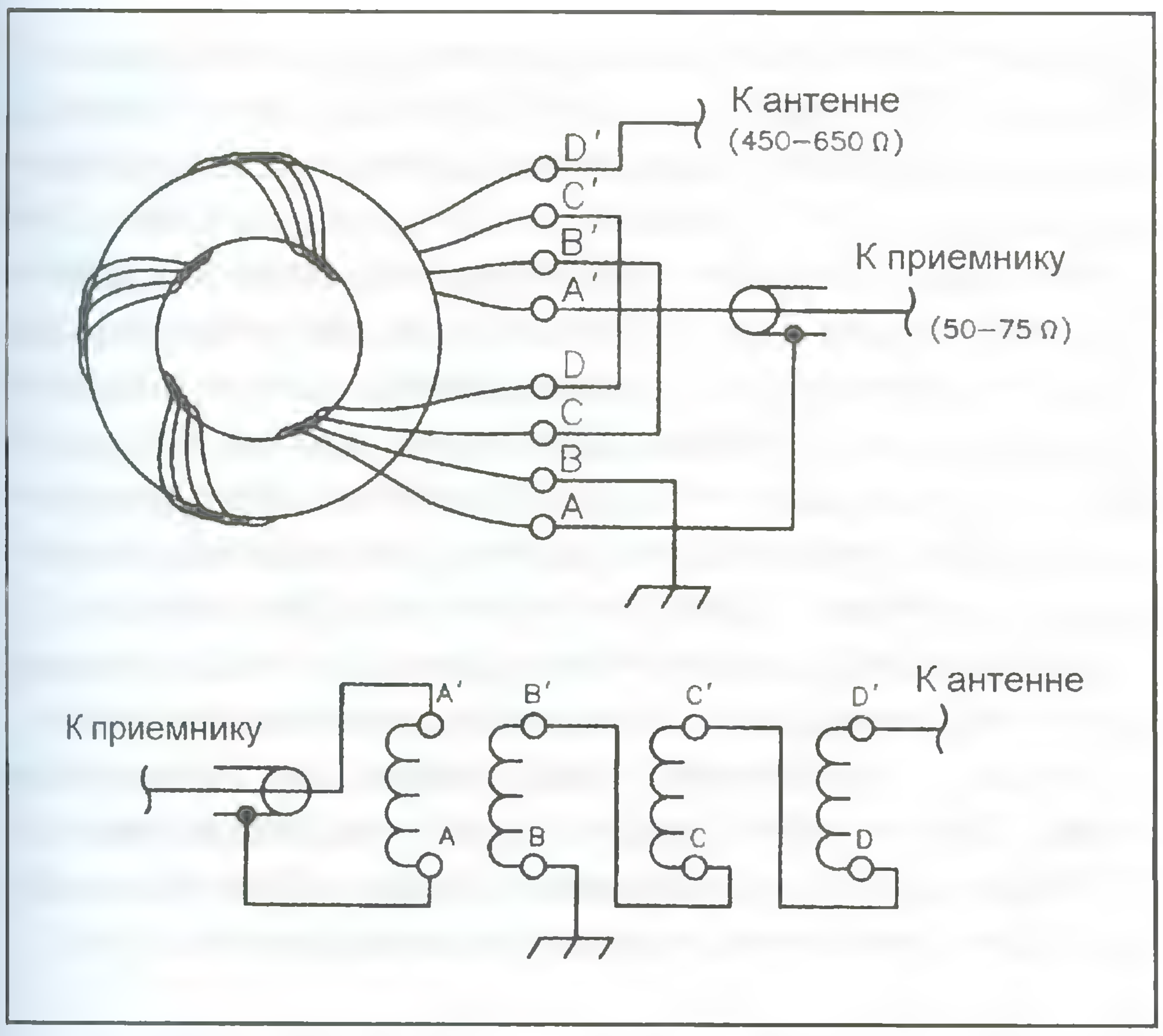


Рис.7.18. **Модифицированный трансформатор на длинных линиях, в котором первичная обмотка гальванически развязана со вторичной. Смотри рис.7.19 для правильного присоединения земли и линии передачи.**

В **таблице 7.8** показаны измеренные вносимые потери и КСВ для трансформатора на длинных линиях с отдельной первичной обмоткой на сердечнике MN8CX при 4-х витках первичной и 3х4 витках вторичной.

8.2.3. Экран Фарадея?

Некоторые авторы пропагандируют использование экрана Фарадея в трансформаторе. Tom, W8JI, поместил такую публикацию в Интернете:

«Экран Фарадея является в действительности только дополнительной пластиной конденсатора, расположенного между первичной и вторичной обмотками. Это делает обычно небольшую емкость между обмотками похожей на два конденсатора с большими значениями емкости (больше, чем удвоенное обычное значение). точка соединения этих новых конденсаторов может быть подключена к земле. Это дает возможность нам «направить» токи емкостной связи на землю в общей точке. Экран Фарадея наиболее эффективен в многовитковых или резонансных трансформаторах, которые имеют очень высокие первичные и вторичные сопротивления. Это потому, что очень маленькое значение емкости между первичной и вторичной обмотками может только тогда связать заметное значение сигнала, когда обе обмотки имеют очень высокие сопротивления. Экран Фарадея в случае антенны Бевериджа ничего не сделает для исключения возбуждения антенны синфазной передачи. Он ухудшит проблему из-за более, чем удвоенной нежелательной емкости на общую землю. Для того, чтобы экран Фарадея в этом применении был эффективен, необходимо соединить его с собственной отдельной заземляющей системой, которая не является общей ни с заземляющей системой линии передачи ни с антенной».

8.3. Контроль КСВ и вносимых потерь.

После намотки трансформатора хорошо бы проконтролировать его характеристики. Соедините безиндукционное сопротивление 450 Ом (это может быть небольшой кусочек металлической пленки) параллельно вторичной обмотке и проверьте сопротивление или КСВ, используя шумовой мост или антенный анализатор (или еще лучше анализатор цепей). Для хорошо сделанного трансформатора КСВ должно быть меньше 1.2 от 1.5 до 10 МГц.

Вы можете легко вычислить вносимые потери самодельного трансформатора – сделайте два трансформатора и соедините их друг с другом.

Вставьте это устройство в линию передачи к вашему трансиверу. Вы не должны детектировать любые изменения в величине сигнала, так как два хорошо выполненных трансформатора дадут вносимые потери не более, чем 0.5 dB, что почти нельзя измерить без специального тестового оборудования. Если вы имеете доступ к специальному тестовому оборудованию, то надо выполнять измерения вносимых потерь в 50 Ом системе. Анализатор цепей может дать вам правильные результаты.

9. Линия передачи к антенне Бевериджа.

Очень важно уделить так же много внимания линии передачи, как и самой антенне Бевериджа. Плохая линия передачи может полностью свести к нулю направленные свойства антенны. Принципы, рассмотренные в этом разделе, также полностью применимы ко всем другим приемным антеннам слабых сигналов, описанных в этой главе.

9.1. Какой из коаксиальных кабелей?

Различные линии передачи рассмотрены в этом разделе.

9.1.1. Затухание.

Так как антенна Бевериджа наиболее пригодна для работы на низких частотах, нет нужды использовать линии передачи с наименее возможными потерями, особенно там, где рассматриваются не очень длинные линии передачи. Вплоть до 100 м кабель RG-58 (или RG-59) может быть вполне подходящим. В таблице 6.1 показаны типичные потери для обычных коаксиальных кабелей на частотах 1.8, 3.5 и 7 МГц.

Странные рассуждения были опубликованы некоторое время тому назад в Интернете, где кто-то написал: «Пока ваши линии передачи очень длинные, нет причин использовать кабель с низкими потерями. Поскольку антенна Бевериджа имеет потери, но не в усилении, несколько больше dB потерь не сделает разницу, только используйте предварительный усилитель в радиорубке, если вы действительно нуждаетесь в этом». Получение «абсолютного» усиления не является целью антенн Бевериджа. Реальной целью является получение достаточного уровня сигнала на приемном окончании антенны «достаточного» для его превышения над внешними шумами приемника. Если линия передачи к антенне очень длинная или, если затухание в кабеле слишком высокое, тогда падение уровня сигнала может перекрываться использованием предварительного усилителя на приемном окончании антенны, но не в радиорубке.

9.1.2. Механические свойства.

Укладка стандартных кабелей на землю может создать некоторые проблемы. Многие любители дальней связи рассказывали о порче маленьких или средних размеров коаксиальных кабелей типа RG, а также CATV линий передачи укусами животных. Небольшие укусы не разорвут и не закоротят линию передачи, но причинят вред из-за попадания влаги и коррозии.

Существует несколько способов предупреждения этих явлений:

- Использование жесткого кабеля CATV (кабель диаметром ½ или $^5/_8$ дюйма очень прочный, особенно №8, который имеет канат для механической поддержки).

- Использование экранированного и залитого коаксиального кабеля RG-6. Оказалось, что животным не нравится компоненты заливки.

- Закапывание кабеля в закрытом кабельном коробе под землю.

9.1.3. Доступность.

Для короткого расстояния можете купить любой коаксиальный кабель, с экраном или внутренней жилой не подвергнувшимися коррозии (зеленого или черного цвета) от попадания влаги.

Часто остатки коаксиального кабеля 75 Ом типа CATV (длиной до 100 м!) могут быть куплены по приемлемой цене в местных компаниях кабельного телевидения. Гибкие коаксиальные кабели, используемые для линий снижения, хороши всюду, за исключением длинных провесов. Жесткие линии хороши для больших расстояний, так как они имеют наименьшее затухание и лучшие характеристики экранирования.

George, K8GG, использует ½ дюйма 75 Ом коаксиальный кабель типа CATV со своей радиорубки до антенны Бевериджа, расположенной «головой назад» на расстоянии 1200 м (да, 4000 футов) от радиорубки.

От входа он использует кабель типа RG-59 для всех соединений до дистанционного селектора антенн.

9.1.4. Волновое сопротивление кабеля.

Проблема выбора волнового сопротивления является наименее важной: совсем несущественно, будете ли вы использовать кабель с сопротивлением 50 или 75 Ом. Некоторые, возможно, захотят сконструировать согласующий трансформатор в соответствии с используемым коаксиальным кабелем, но даже это трудно достижимо.

9.1.5. Эффективность экранировки.

Очень важно использовать хорошо экранированный коаксиальный кабель, чтобы иметь не шумящую систему возбуждения при любых условиях и на всех частотах. Некоторые из недорогих (не военного стандарта) коаксиальных кабелей имеют очень маленький коэффициент экранировки (50% и менее). Такой кабель не может быть использован. Жесткий коаксиальный кабель по существу является лучшим выбором, при условии, что сплошной экран не нарушен. Компании абонентского телевидения используют так называемую жесткую линию №8, содержащий внутри канатик. Хорошо известный факт, что такие кабели из-за раскачивания на ветру (между поддерживающими столбами) часто начинают растрескиваться и, в конечном счете, ломается (открывается) сплошной экран. В сетях абонентского телевидения эти изломы ответственны за излучение кабелей, свидетелями чего были многие из нас. Остерегайтесь покупать остатки использованных CATV кабелей и всегда визуально проверяйте экран кабеля, а также электрическую непрерывность его.

9.2. Не является ли ваш коаксиальный кабель антенной «змеей»?

В разделе 8.2.2 я объяснил, как внешняя поверхность линии передачи может сыграть роль наземной антенны с потерями (типа антенны Бевериджа) и как сигналы от этой антенны «змеи» (смотри раздел 19.2) попадают в систему возбуждения нашей антенны Бевериджа и приносят много мусора. То, что мы сейчас, часто шуточно, называем антенной змеей исторически является первоначальной антенной Бевериджа. Первоначально используемой антенной Гарольда Бевериджа была просто проволока длиной несколько милей, лежащая на песчаной тропинке графства Лонгфорд. Только значительно позже антенна Бевериджа была усовершенствована и стала приподнятым проводом с сопротивлением на конце!

В местностях с бедной землей, где трудно получить небольшое сопротивление заземления, взаимная связь посредством общего заземления может быть достаточно значительной. Фактически мы эффективно суммируем сигналы антенны Бевериджа с сигналами антенны змеи, которой является наша линия передачи.

В настоящее время существует несколько путей уменьшения вероятности вредного влияния нашей антенны «змеи»/линии передачи:

- Убедитесь, что ваш приемник хорошо заземлен (не через экраны одной или нескольких линий передачи, а независимым заземлением с низким сопротивлением.

- Убедитесь, что коаксиальный кабель хорошо заземлен в месте входа в радиорубку. Плохой практикой является соединение с заземлением только на приемнике (шасси). Общепринято, что сеть, питающая ваш приемник, переносит кондуктивные радиопомехи. Эти радиопомехи шунтируются шасси приемника (сетевым развязывающим конденсатором) и экран кабеля становится новым путем утечки этого нежелательного шума через внешнюю поверхность оплетки кабеля полностью на вход антенны Бевериджа. Следовательно, всегда необходимо использовать низкочастотный сетевой фильтр хорошего качества с хорошей ВЧ заземляющей системой в радиорубке и заземлять линии передачи опять таки же другой хорошей заземляющей системой там, где они выходят из дома или радиорубки.

- Делайте сопротивление заземляющей системы как можно меньше. Используйте несколько заземляющих стержней, расположенных, по крайней мере, на расстоянии их длины между собой и соединенных между собой в земле. Если заземляющие стержни не могут быть установлены (скалы), используйте маты из плетеной проволоки с наиболее возможной площадью. Эти маты образуют конденсатор с землей. Чем больше их поверхность, тем меньше эффективное сопротивление заземления. Очень низкое сопротивление заземления не требуется на дольнем конце антенны, где сопротивление заземления может быть частью нагрузочного сопротивления.

- Используйте отдельные заземляющие стержни (разделенные, по крайней мере, расстоянием, равным их длине) для антенны (заземление с высоким сопротивлением) и для заземления коаксиальной линии передачи (заземление с малым сопротивлением). Разнесите соединения с этими отдельными заземлениями как можно дальше друг от друга.

- Используйте набор ферритовых колец (например, 100 сердечников фирмы Wireman) на конце линии передачи, как показано на **рис.7.19**. Этот фильтр синфазного сигнала может быть выполнен намоткой, например 50 витков, миниатюрного 50 или 75 Ом кабеля на набор ферритовых колец с высокой проницаемостью. Сколько колец и сколько витков? Я применяю простой цифровой измеритель LC и использую столько, чтобы получить сопротивление приблизительно равное 1500 Ом на 160 метрах (L = 130 μH). Убедитесь, что измеритель LC работает вблизи интересующей частоты (большинство работает на частоте 1 МГц). Наиболее подходят ферритовые сердечники из материала типа 73. Такое же количество витков коаксиального кабеля небольшого диаметра на ферритовом сердечнике с высокой проницаемостью выполнит ту же работу. Выполните монтаж точно, как показано на **рис.7.19**.

- Устанавливайте подобные наборы колец на линии передачи на регулярном расстоянии (это делает антенну «змею» с большими потерями). Это непрактично, если вы используете линию передачи большого диаметра.

- Зачастую для заземления вредных токов необходимо заземлять экран линии передачи приблизительно через каждые 50 м при помощи независимых заземляющих стержней (заземляющих стержней без соединения с другими).

- Не располагайте линии передачи параллельно вблизи приподнятых противовесов. В этом случае возможна связь полей индукции или излучения.

- Глубже закапывайте линии передачи, что, правда, не всегда практично.

На **рис.7.19** показано соединение линии передачи для достижения наиболее возможного затухания сигналов, принятых внешней поверхностью линии передачи. Набор колец (B_1) создает высокое сопротивление (обычно Z_1=1500 Ом на частоте 1.8 МГц для набора из 100 колец фирмы Wireman) для синфазных токов. На эквивалентной схеме Z_1 и RG_1 (сопротивление заземления стержня, заземляющего коаксиальный кабель) образуют делитель напряжения. Предположим, что сопротивление заземления (RG_1) равно 10 Ом. Это означает, что мы имеем делитель напряжения 10/1510 или 1/151, что приводит к уменьшению сигнала на 20xlog(1/151) = 43 dB. Паразитные сигналы слева от RG_1 могут теперь попасть в линию передачи через другой делитель напряжения, созданный сопротивлением второго набора колец (B_2) последовательно с низкоомной обмоткой трансформатора (Z_3) и сопротивлением коаксиального кабеля (Z_{coax} = 75 Ом, предполагая, что кабель нагружен на свое волновое сопротивление на приемном конце). Теперь мы имеем делитель напряжения из сопротивлений Z_2 = 1500 Ом (набор колец) + Z_3 = 250 Ом (низкоомная обмотка трансформатора) и Z_{coax} = 75 Ом. Затухание в делителе напряжения равно 20xlog(75/(1500+250+75)) = 28 dB. Общее затухание в этом устройстве приблизительно равно 78 dB для сигналов антенны «змеи» на внешней поверхности линии передачи. Этого должно быть достаточно в большинстве трудных случаев.

Отметим, что набор ферритовых колец на конце коаксиальной линии передачи может быть заменен бухтой коаксиального кабеля. Для того, чтобы достичь запирающего сопротивления, равного приблизительно 1500 Ом на 160 метрах, индуктивность должна быть приблизительно 125 мкГн. Это требует катушки коаксиального кабеля диаметром 30 см и имеющей приблизительно 20 рядом намотанных витков. Для такой катушки необходимо не менее 20 м коаксиального кабеля и две таких катушки необходимы в системе! Если вы используете эту систему, убедитесь, что две катушки расположены под прямым углом, чтобы минимизировать связь между ними. Другой альтернативой является намотка миниатюрного коаксиального кабеля на большой сердечник с высокой проницаемостью. Пять витков миниатюрного коаксиального кабеля на сердечнике FT-150A-F (μ=3000, A_L=5000) имеют сопротивление 1500 Ом (7 витков = 3 кОм на 160 метрах).

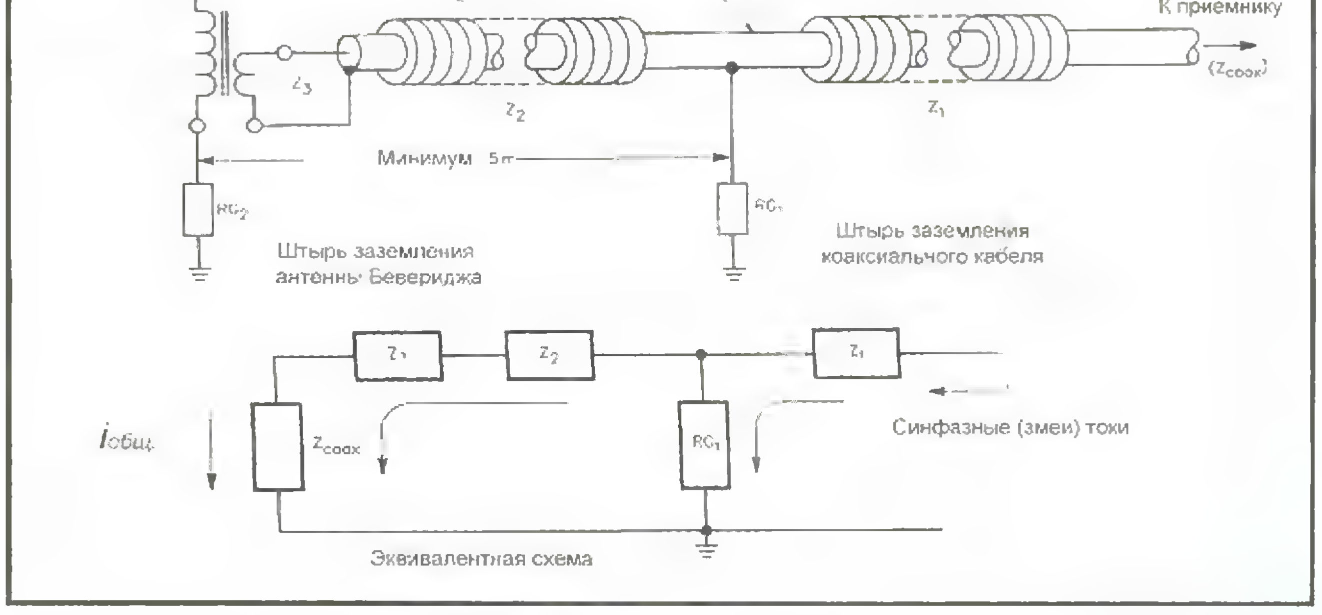


Рис.7.19. Метод соединения линии передачи с трансформатором антенны Бевериджа, который гарантирует максимальное подавление синфазных сигналов, наводимых на внешней поверхности линии передачи. Детальное описание смотри в тексте.

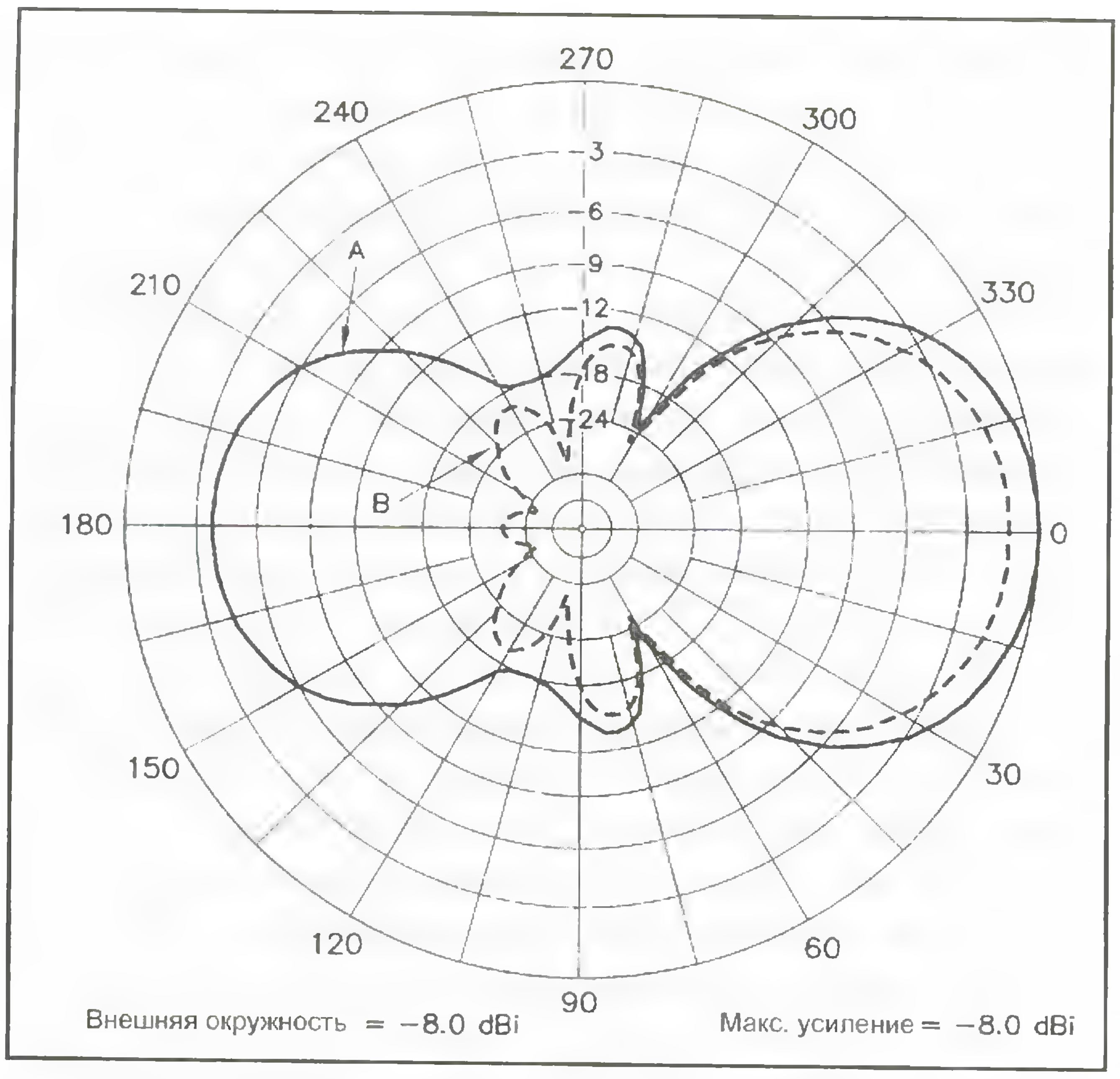


Рис.7.20. Диаграмма направленности ненагруженной антенны Бевериджа длиной 268 м на высоте 2 м над хорошей землей (A) в сравнении с диаграммой направленности той же самой антенны, правильно нагруженной (B). Отметим разность усилений сзади, вызванную дополнительными потерями отраженной волны.

9.3. Оценка системы возбуждения.

Убедитесь, что ваш приемник имеет хорошее ВЧ заземление и что линия передачи к антенне Бевериджа имеет отдельное ВЧ заземление в месте входа в радиорубку (дом). Затем соедините линию передачи с приемником. Пока не соединяйте дальний конец линии передачи с землей, а соедините экран с внутренней жилой (другими словами, закоротите линию). Выполнив это, вы просто передадите синфазный сигнал (сигнал от антенны змеи, которой является ваша линия передачи) непосредственно в линию передачи. Если приемник не услышит каких-либо сигналов (сделайте попытку в радиовещательном диапазоне), то ваша линия передачи совсем не принимает сигналы. Однако, это маловероятно, либо линия передачи очень короткая или, может быть, закопана.

Далее соедините конец линии передачи с заземляющим стержнем, как показано на **рис.7.19**, и установите подавитель синфазного сигнала. Теперь приемник полностью заблокирован. Теперь, когда вы получили идеально молчащую линию передачи, соедините блок распределения с трансформатором и присоедините проводники заземления. Без присоединения провода антенны Бевериджа приемник все еще должен молчать на всех частотах. Эта процедура удостоверит характеристики хорошей системы возбуждения не уменьшающей направленность из-за наводимых помех.

9.4. Прокладка линии передачи.

Если линия передачи правильно развязана от синфазных сигналов, как рассмотрено выше, то существует очень немного ограничений на укладку кабеля. Если развязка неправильная, то это может разрушить направленные свойства антенны Бевериджа и превратить фантастическую приемную антенну в заурядную.

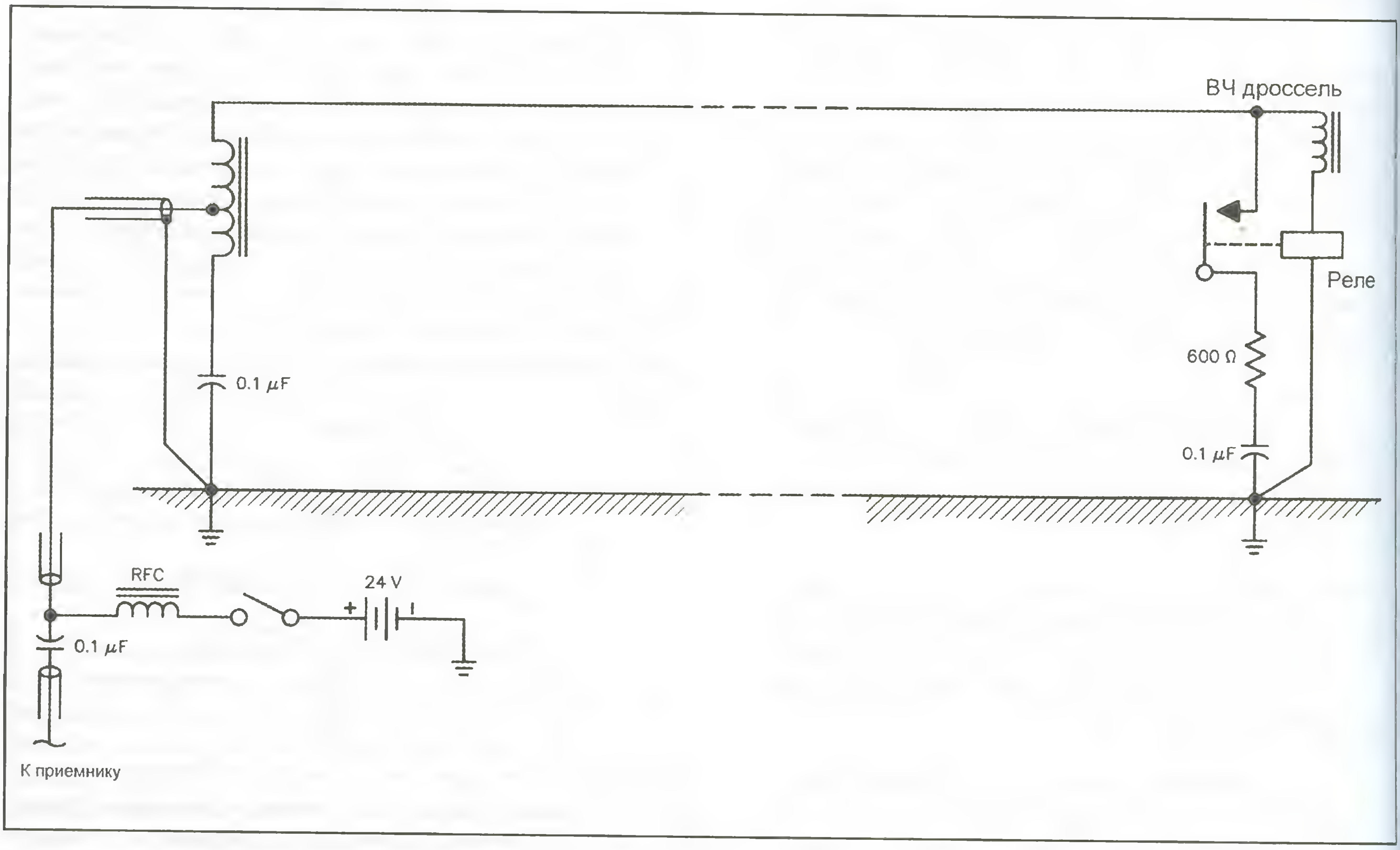


Рис.7.21. Схема одно/двунаправленной антенны Бевериджа. Заметим, что путь постоянного тока для питания антенны идет через землю. Реле работает от небольшого напряжения (максимум 24 В), так что на проводнике антенны опасного потенциала не будет.

10. Двунаправленная антенна Бевериджа.

Когда антенна Бевериджа не нагружена, по существу она становится двунаправленной. На **рис.7.20** показана диаграмма направленности в горизонтальной плоскости ненагруженной антенны Бевериджа длиной λ. Отметим незначительное затухание с заднего направления из за дополнительных потерь отраженной волны в проводе. Метод переключения антенны Бевериджа от однонаправленной к двунаправленной показан на **рис.7.21**. Реле на дальнем конце проводника антенны питается через провод антенны и заземление при помощи ВЧ дросселя и разделительного конденсатора (подобным способом питаются телевизионные усилители при помощи коаксиального кабеля).

11. Два направления от одного провода.

Два направления также могут быть получены от однопроводной антенны Бевериджа при помощи подключения коаксиального кабеля к обоим концам антенны с подходящей согласующей цепью (**рис.7.22**). В этом случае один конец в радиорубке нагружается подходящим сопротивлением, в то время как другой используется для приема. (Смотри [1210].) «Подходящее» сопротивление может быть определено следующим образом. Во первых, определите характеристическое сопротивление антенны Бевериджа методом, рассмотренным ранее в этой главе. Далее соедините мост для измерения полного сопротивления или шумовой мост параллельно высокоомной вторичной обмотке согласующего трансформатора. Настраивайте нагрузочное сопротивление на конце линии передачи (внутри радиорубки) до тех пор, пока значение сопротивления не станет равным сопротивлению антенны Бевериджа. В большинстве случаев сопротивление будет близким к реальному и простой резистор значением от 50 до 75 Ом обеспечит правильную нагрузку.

Альтернативным методом является использование небольшого источника сигнала сзади антенны (помните об угле отклонения! Смотрите раздел 6.4) и простой настройке потенциометра 200 Ом на конце второй линии передачи на максимальное отношение F/B. Переключение направлений выполняется простой перестановкой приемника и нагрузочного сопротивления.

12. Двухпроводные антенны Бевериджа с переключаемым направлением.

Двухпроводные антенны Бевериджа детально описаны V.Misek, W1WCR [1206]. Я решительно рекомендую, чтобы вы прочитали эту прекрасную книгу, если вы хотите хорошо изучить антенны Бевериджа с разомкнутыми концами проводов.

12.1. Коаксиальный кабель как линия передачи и как провод антенны.

В разделе 9.2 мы видели, что коаксиальный кабель может служить в качестве линии передачи (в этом случае все процессы происходят внутри кабеля между центральным проводником и внутренней стороной экрана), а также он может служить в качестве отдельного (толстого) проводника, когда мы смотрим на кабель «снаружи».

На **рис.7.22B** я использовал тонкий коаксиальный кабель в качестве провода антенны Бевериджа. Этот тонкий коаксиальный кабель служит в качестве провода антенны Бевериджа и в качестве линии передачи для дальнего кон-

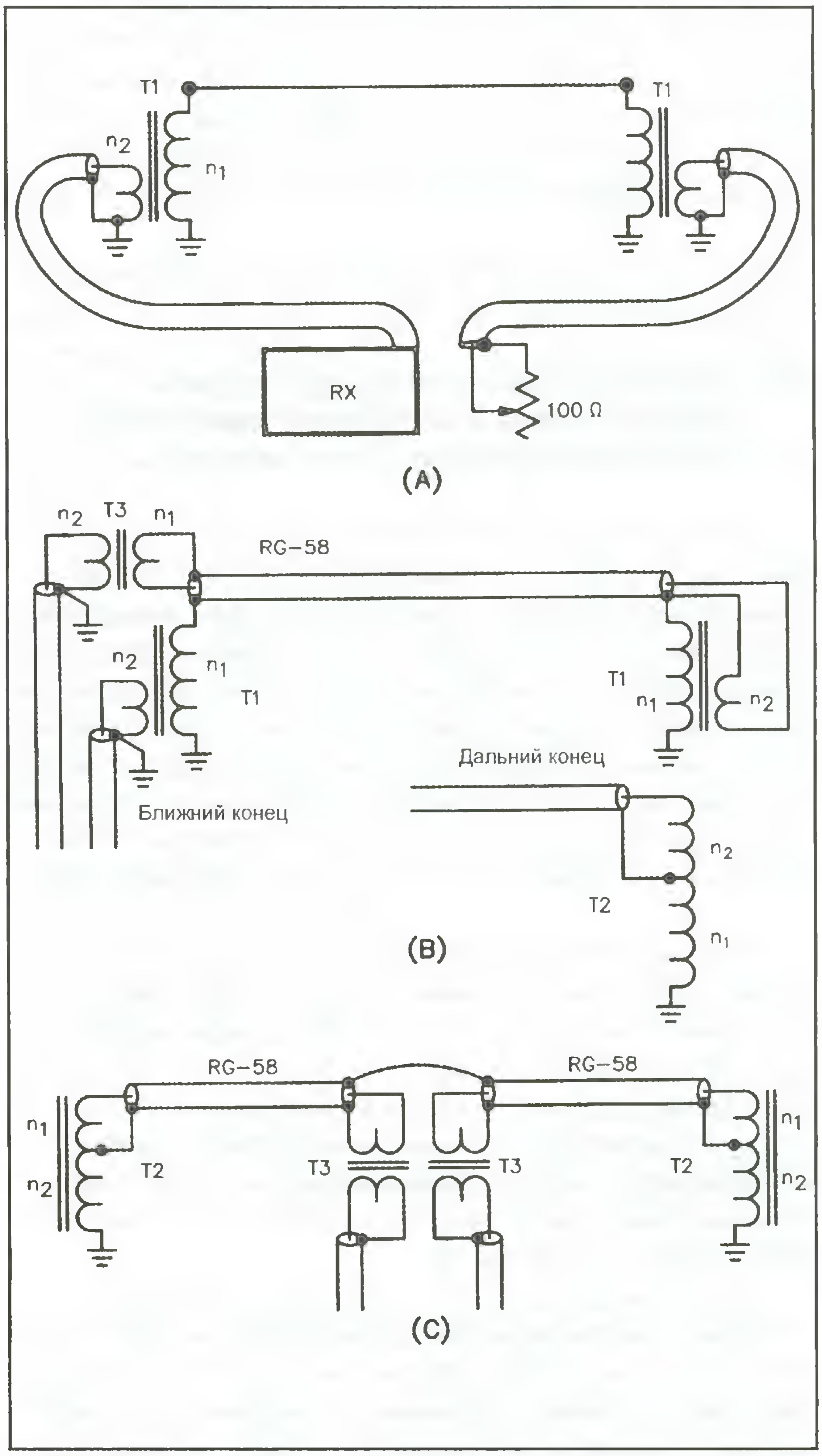


Рис.7.22. Антенна Бевериджа с индивидуальными коаксиальными линиями, подведенными к обоим концам антенны (А). Антенная решетка, где проводом антенны является коаксиальный кабель (В), который также используется для передачи сигнала «с заднего направления» антенной решетки вперед. В варианте (С) коаксиальная антенна Бевериджа возбуждается в произвольной точке. Детальное описание смотри в тексте.

ца антенной решетки. Трансформатор T1 является классическим трансформатором 9:1. Трансформатор отражения на дальнем конце обеспечивает необходимую трансформацию сопротивления для ВЧ возбуждения коаксиального кабеля посредством хорошего согласования (правильного отношения витков). Этот трансформатор идентичен трансформатору T1, используемому на ближнем конце. На ближнем конце должен быть использован развязывающий трансформатор T3 (с отношением витков 1:1).

Трансформатор на дальнем конце может быть выполнен в виде автотрансформатора, как показано на рисунке (T2).

Та же самая антенна может возбуждаться в центре антенны или в любой точке вдоль нее, как изображено на **рис.7.22C**. В этом случае трансформатор, подобный трансформатору в случае B, используется на обоих концах, а коаксиальный провод антенны/линия передачи разомкнута в подходящей точке, где используются развязывающие трансформаторы (с отношением 1:1) использованы в обоих направлениях (T3). Это тот же трансформатор, который был использован в случае B.

Расчет и конструкция трансформаторов детально рассмотрены в разделах 12.3 и 12.4.

12.2. Использование двухпроводной линии в качестве линии передачи и в качестве проводника антенны.

Вместо использования (тонкого) коаксиального кабеля (который относительно тяжелый и дорогой), для достижения той же самой цели можно использовать двухпроводную линию передачи. Использование двухпроводных линий передачи представляет собой более сложную ситуацию, ввиду того, что существует только единственный способ защитить линию (когда она используется в качестве линии передачи) от приема нежелательных сигналов – это балансировка системы. Если один проводник ближе к земле по всей длине линии, это разбалансирует систему.

Это также является одной из причин того, что двухпроводная линия передачи должна быть параллельна земле. Она не может быть расположена в вертикальной плоскости, используя одиночные поддерживающие колья, с одним проводом под другим. Чем ближе провода расположены в линии (меньшее сопротивление линии), тем менее критичной становится разбалансировка, зависящая от установки. Чем выше линия, тем меньшую разбалансировку вызывает неодинаковая связь с землей.

В наиболее простом случае (**рис.7.23A**) мы можем использовать самодельную двухпроводную линию передачи с расстоянием между проводами приблизительно 30 см. сигналы, приходящие к ближнему концу антенны, будут индуцировать одинаковые синфазные напряжения в обоих проводах. Из-за близкого расположения проводов эффекта разнесения в пространстве не возникает. На конце антенны левый провод разомкнут, в то время как другой коротко замкнут на землю. Это вызывает 100% отражение волн, но с разностью фаз 180°. Сигналы, принятые с заднего направления антенны, теперь возбуждают двухпроводную линию в противофзе, распространяющейся к другому концу антенны.

Ранее я констатировал, что сопротивление заземления на дальнем конце заземляющей системы было не очень критичное. Это правильно, конечно, только там, где нагрузочное сопротивление соединяется с этим заземлением. Здесь же качество земли также важно, как и на ближнем конце, так как сигналы, принятые от ближнего конца должны быть рассеяны в земле.

На ближнем конце правильно сконструированный трансформатор со средней точкой (T4) преобразует противофазную ВЧ моду (двухпроводная линия передачи) в несимметричное сопротивление коаксиального кабеля. Хорошо известный трансформатор 9:1 (T1) соединен с центральным отводом трансформатора T4, где присутствуют синфазные и равные по амплитуде сигналы, принятые дальним концом антенны Бевериджа. Эти сигналы, принятые дальним концом антенны, не вызывают какого либо выходного сигнала на низкоомном выходе трансформатора T4, при условии хорошей балансировки трансформатора. Выходные сигналы с обоих направлений одновременно доступны на выходах J1 и J2 этой системы.

Если только одна линия передачи соединена с приемником, то убедитесь, что другая линия передачи также нагружена. Использование потенциометра в радиорубке может быть очень полезным для оптимизации отношения F/B при любых условиях.

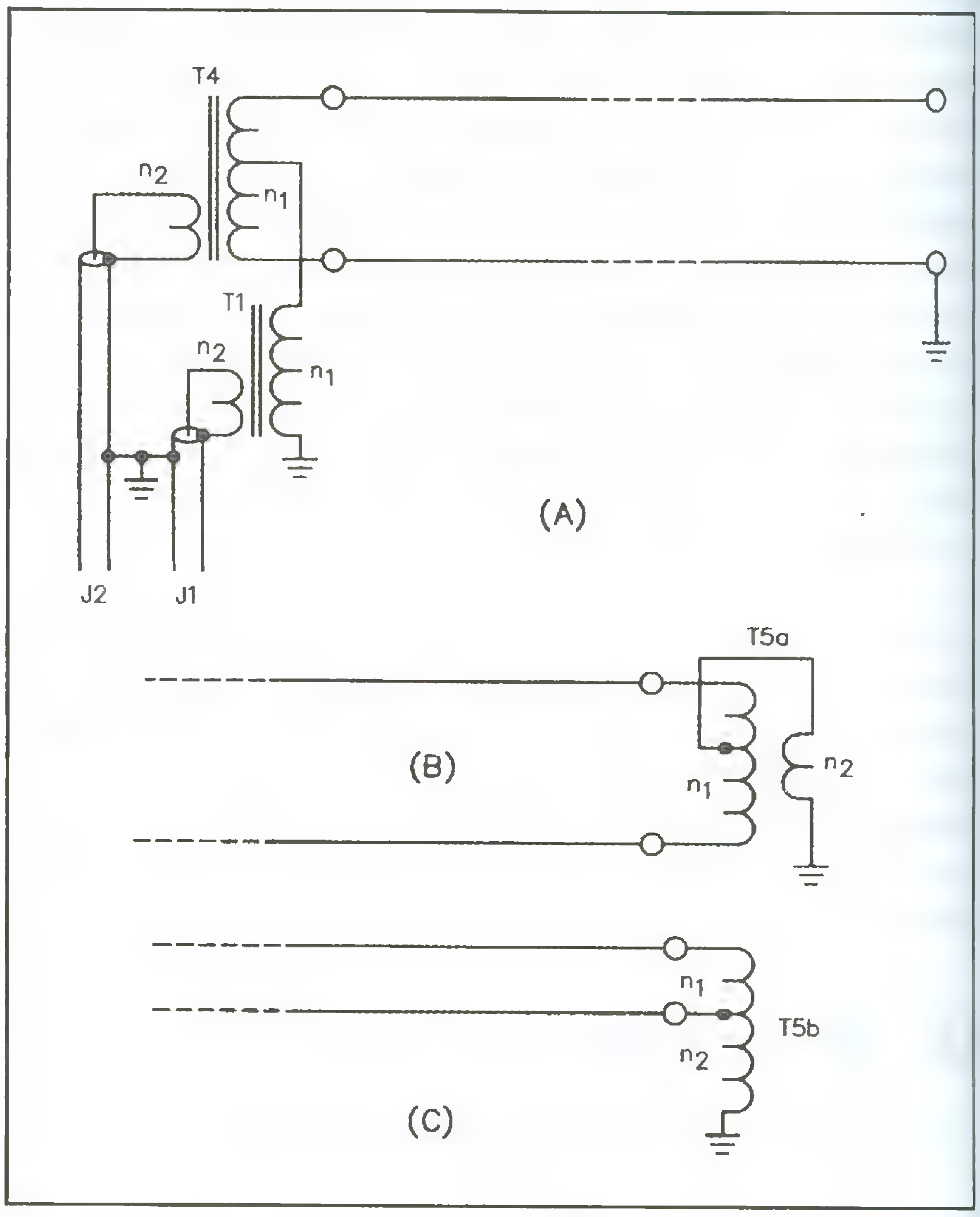


Рис.7.23. Наиболее простой вариант двухпроводной двунаправленной антенны Бевериджа (A). отражающие трансформаторы используются для получения отражения и идеального согласования сопротивлений (B и C – детальное описание смотрите в тексте).

Таблица 7.9. Сопротивление линии передачи, выполненной из параллельных проводников

Расстояние между проводами (см)	Диаметр проводников (мм)		
	1.3	1.6	2.0
25 см	713 Ом	688 Ом	661 Ом
30 см	735 Ом	710 Ом	683 Ом
Это сопротивление двухпроводной линии, когда она используется для передачи ВЧ энергии от дальнего конца антенны ко входу.			

Схема дальнего конца этой антенны (один провод разомкнут, а другой закорочен на землю) является хорошим решением, только в том случае, если волновое сопротивление линии и сопротивление антенны одинаковы. В **таблице 7.9** приведены характеристические сопротивления двухпроводной линии передачи, а в **таблице 7.10** характеристические сопротивления антенны Бевериджа, выполненной из различных типов двухпроводных линий передачи. Только при использовании линии передачи с сопротивлением 450 Ом на высоте приблизительно 3 м может быть достигнута эта цель.

Другим, наиболее простым путем преодоления этой проблемы, является использование трансформатора, как показано на **рис.7.22B**. Отражающий трансформатор Т5 создан для правильной трансформации сопротивления линии передачи (симметричное сопротивление 710 Ом для двухпроводной линии передачи) к сопротивлению антенны (приблизительно 332 Ом для двухпроводной антенны Бевериджа на высоте 2 м).

Очевидно, что использование двухпроводной линии передачи является лучшим решением, так как оно по существу гарантирует наилучшую балансировку. Если используется двухпроводная линия, целесообразно ее скрутить по 2 или 3 витка на метр. В качестве отражающего трансформатора может быть использован автотрансформатор, как показано на **рис.7.22С**.

Должны быть приняты те же самые меры предосторожности, которые рассмотрены в разделе 9.2, относительно проникновения синфазных помех из линии передачи в нашу антенную систему. А именно, используйте отдельные заземляющие штыри для антенны и для линии передачи и установите дроссель для синфазных токов в линии передачи, как показано на **рис.7.19**.

Чтобы избежать наводок помех от проводника, идущего вертикально вниз к соединению с заземлением, может быть использовано наклонное окончание, аналогичное наклонному окончанию для однопроводной антенны Бевериджа.

На обоих концах антенны блок с трансформаторами прикреплен непосредственно к заземляющему штырю на уровне земли. Разработка и конструкция трансформатора детально рассмотрена в разделе 12.3.

Сопротивление двухпроводной линии в режиме противофазных волн определяется выражением:

$$Z = 276 \times \log \frac{2S}{d}, (7.3)$$

где S - расстояние между проводниками,

d – диаметр проводников (в тех же единицах).

Сопротивление параллельных проводов над землей определяется выражением:

$$Z = 69 \times \log \left[\frac{4h}{d} \sqrt{1 + \frac{(2h)^2}{S}} \right], (7.4)$$

где S – расстояние между проводами,

d – диаметр проводов,

h – высота проводов над землей (все в одинаковых единицах).

12.3. Разработка трансформаторов.

Точное количество витков, которое вам необходимо намотать на ваш трансформатор, зависит от проницаемости используемого материала. Использование сердечников с большой проницаемостью дает преимущество в небольшом количестве витков, что означает небольшую емкостную связь и широкий частотный диапазон (смотри разделы 8.1 и 8.2).

В **таблице 7.11** приведены отношения витков для трансформаторов, используемых в двухпроводных антеннах Бевериджа, показанных на **рис.7.22**. Для случая (А) утроенные значения сопротивлений антенн Бевериджа насчитывают: 450 Ом для низкой антенны (0.5 м высотой), 525 Ом для антенны Бевериджа высотой 2 м и 600 Ом для антенны Бевериджа высотой 4 м.

Процедура определения точного значения количества витков состоит в следующем:

1. По **таблице 7.5** определяем сердечник, который будем использовать.
2. Отмечаем количество витков, необходимых для обмотки 50 Ом (минимальное сопротивление равно 3 сопротивлениям коаксиального кабеля или 150 Ом).
3. Умножаем отношение витков из **таблиц 7.11** или **7.12** на количество витков, взятых из таблицы **7.5**.

Пример: при использовании сердечника из керамического магнита MN8CX отношение витков должно быть умножено на 4.

В **таблице 7.12** приведены отношения витков для антенны Бевериджа из двухпроводной линии на **рис.7.23**. Случай (А) для двухпроводной антенны Бевериджа, выполненной из двух проводов на расстоянии 30 см (Z = 710 Ом). Случай (В) для двухпроводной линии 450 Ом, случай (С) для двухпроводной линии 300 Ом и случай (D) для двухпроводной линии 75 Ом. Расчеты выполнены для высоты провода антенны 2 м.

Несмотря на некоторые соображения, исходя из которых сердечники с высокой проницаемостью, такие, как MN8CX (которые я использовал в течение многих лет), не очень хороши для этого применения, правда состоит в том, что вносимые потери трансформатора, выполненного на этих сердечниках, значительно меньше 1 dB.

Если вы сталкиваетесь с чрезвычайно сильными радиовещательными сигналами, возможно, лучше использовать большие сердечники. В экстремальных условиях сердечники MN8CX, как сообщалось, насыщаются.

12.4. Конструирование трансформаторов.

Коротко рассмотрим методы конструирования каждого из трансформаторов, приведенных в таблицах 7.11 и 7.12 и их типичные характеристики. Все трансформаторы выполнены с использованием сердечника MN8CX, но трансформаторы, выполненные на сердечниках №75 и №43, дадут сравнимые результаты (смотри раздел 8.1).

Трансформатор Т1.

Этот трансформатор может быть намотан так, как показано на **рис.7.18**. Альтернативный вариант трансформатора показан на **рис.7.24А**.

Были изготовлены трансформаторы на одном сердечнике и измерены их КСВ и вносимые потери:

T1	1.8 МГц	3.65 МГц	7.1 МГц
Затухание (dB)	0.6 dB	0.5 dB	0.5 dB
КСВ	≤ 1.2	≤ 1.2	≤ 1.2

Трансформатор Т2.

Схема этого отражающего трансформатора показана на **рис.7.24В**. Измеренные характеристики для трансформатора с количеством витков n2 = 3, n1 = 9 следующие:

T1	1.8 МГц	3.65 МГц	7.1 МГц
Затухание (dB)	0.8 dB	0.6 dB	0.6 dB
КСВ	≤ 1.2	≤ 1.2	≤ 1.2

Трансформатор Т3.

На **рис.7.24С** показана схема этого развязывающего трансформатора 1:1. Характеристики (n1 = 6, n2 = 6) следующие:

T1	1.8 МГц	3.65 МГц	7.1 МГц
Затухание (dB)	0.6 dB	0.9 dB	1.86 dB
КСВ	≤ 1.1	≤ 1.1	≤ 1.1

Трансформатор Т4.

На **рис.7.24D** показано расположение витков трансформатора для симметрирования двухпроводной антенны Бевериджа.

Измеренные характеристики следующие:

T1	1.8 МГц	3.65 МГц	7.1 МГц
Затухание (dB)	0.8 dB	0.6 dB	0.6 dB
КСВ	≤ 1.2	≤ 1.2	≤ 1.2

После правильной настройки измеренное значение подавления сигнала синфазной моды было более 45 dB.

Трансформатор Т5 (а и в).

Отражающий трансформатор двухпроводной линии с отдельными первичной и вторичной обмотками показан на **рис.7.24E**. На **рис.724F** показан эквивалентный трансформатор, намотанный как автотрансформатор.

12.5. Размещение трансформаторов.

Для размещения трансформаторов я использовал как алюминиевые, так и пластиковые (ПВХ) литые коробки подходящих размеров. Коробки из ПВХ недорогие и нет необходимости в установке изоляторов для выхода к антенне Бевериджа.

Таблица 7.11 Информация о витках для различных трансформаторов, показанных на рис.7.22. Цифры являются отношениями витков, в соответствии с чем цифра (1) является числом витков, необходимых для 50 Ом. Детальное описание смотри в тексте.

Случай на рис.7.22.	Z_{ant}	Z_{coax}	T1 n1	T1 n2	T2 n2	T2 n1	T3 n2	T3 n1
(A)	450	50	1.0	3.0				
	450	75	1.2	3.0				
	525	50	1.0	3.2				
	525	75	1.2	3.2				
	600	50	1.0	3.5				
	600	75	1.2	3.5				
(B)	450	50	1.0	3.0	3.0	1.0	2.0	2.0
	450	75	1.2	3.6	3.6	1.2	2.4	2.4
(C)	450	50	-		3.0	1.0	2.0	2.0
	450	75	-		3.6	1.2	2.2	2.4

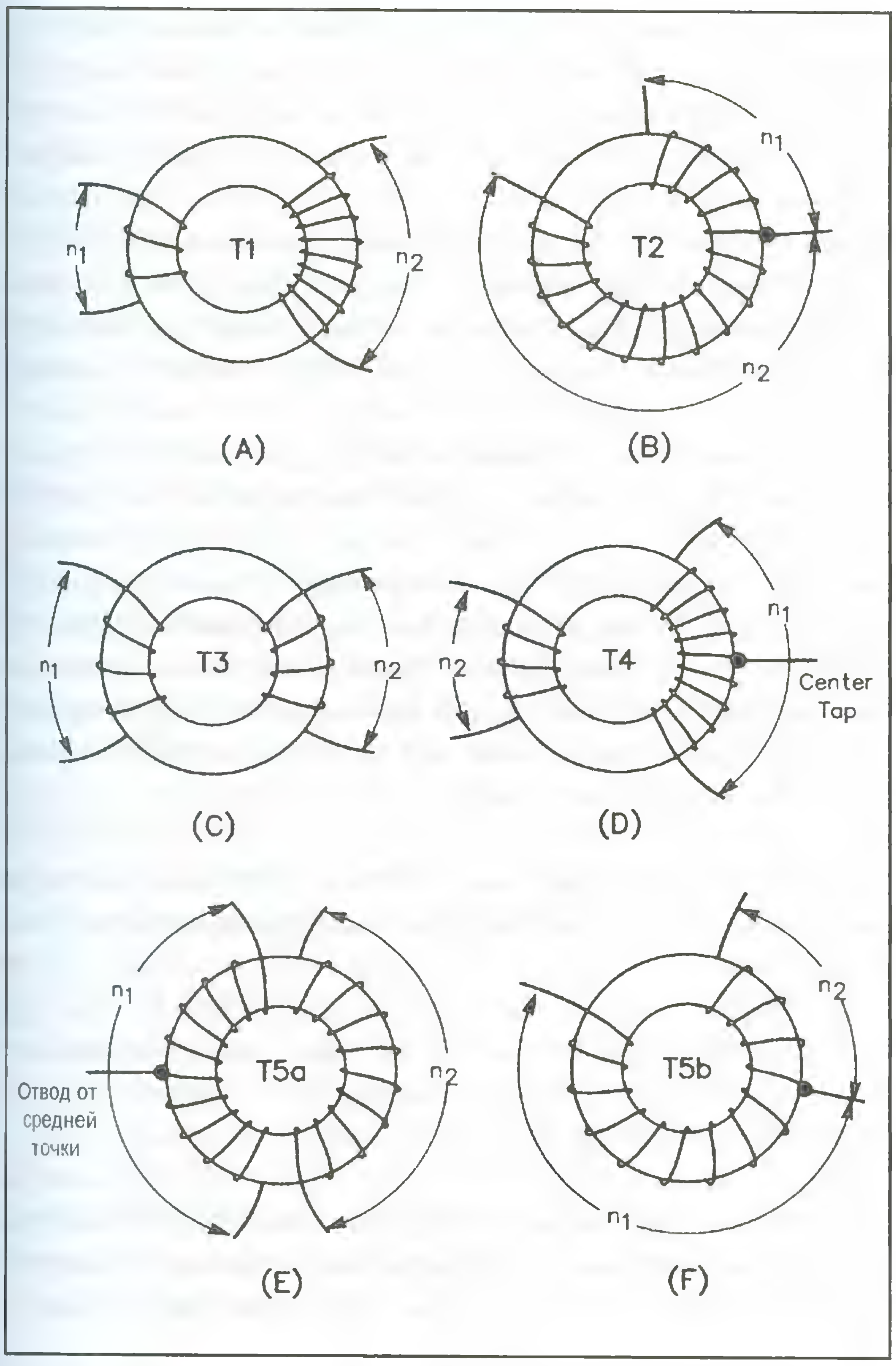


Рис.7.24. Схема витков для различных трансформаторов, описанных в тексте.

Все, что необходимо, это установить должным образом нержавеющие винты с гайками и болты через пластиковую стенку коробки. Не экономьте на коаксиальных разъемах. Прекрасным способом защиты от влаги коаксиальных разъемов (а также других устройств) является обильное наполнение медицинским вазелином обоих частей разъема до установки. Некоторое количество вазелина может применяться на швах коробки, чтобы защитить от влаги все устройство при установке крышки. Вазелин является прекрасным электрическим изолятором (он имеет очень небольшую диэлектрическую постоянную, аналогичную тефлону и полиэтилену). Я использую этот материал для защиты установочных изделий в антенне, выполненных не из нержавеющей стали. После нескольких лет использования во влажном агрессивном климате установочные изделия без проблем разделяются на части.

12.6. Проверка трансформаторов.

Трансформаторы T1, T2, T3 и T4 могут быть легко протестированы на КСВ при помощи нагрузки вторичной обмотки нагрузочным сопротивлением и измерением КСВ при помощи антенного анализатора или шумового моста.

Симметричность трансформатора со средней точкой T4 можно протестировать соединением выходов двух первичных обмоток вместе и возбуждением маломощным ВЧ сигналом этого соединения. В идеально симметричном трансформаторе не должно быть сигнала на низкоомном выходе вторичной обмотки при этой схеме. Физическая симметрия трансформатора может быть настроена (незначительной регулировкой расположения витков на тороидальном сердечнике) во время выполнения этого тестирования, до получения минимально возможного выходного сигнала. Баланс может быть легко оценен временным отсоединением одного из вторичных проводников и измерением величины разности сигналов. Легко получается разность более 40 dB.

Вносимые потери легко измеряются, как объяснено в разделе 8.3. они должны быть менее 1 dB для всех трансформаторов.

12.7. Электрическое управление нулем.

Электрическое управление нулем используется для получения практически бесконечного подавления нежелательных сигналов. Как правило, этот метод используется с небольшими рамочными антеннами для получения ненаправленной диаграммы направленности. Сигналы от антенны определения направления и от рамочной складываются с необходимой разностью фаз для получения кардиоидной диаграммы направленности. Статья Webb, W1ETC, является превосходной работой для понимания принципов этого метода и его ограничений.

Таблица 7.12. Информация о витках для различных трансформаторов, показанных на рис.7.23. Цифры являются отношениями витков, в соответствии с чем цифра (1) является числом витков, необходимых для 50 Ом. Детальное описание смотри в тексте.

Случай на рис.7.23.	$Z_{feed\text{-}line}$	Z_{ant}	Z_{coax}	T4 n2	T4 n1	T1 n2	T1 n1	T5a n2	T5a n1	T5b n2	T5b n1
(A)	50	330	50	1.0	3.8	1.0	2.6	2.6	3.8	0.7	3.8
(A)	75	330	75	1.2	3.8	1.2	2.6	2.6	3.8	0.7	3.8
(B)	50	425	50	1.0	3.0	1.0	2.9	2.9	3.0	1.4	3.0
(B)	75	425	75	1.2	3.0	1.2	2.9	2.9	3.0	1.4	3.0
(C)	50	450	50	1.0	2.4	1.0	3.0	3.0	2.4	1.8	2.4
(C)	75	450	75	1.2	2.4	1.2	3.0	3.0	2.4	1.8	2.4
(D)	50	475	50	1.0	1.2	1.0	3.1	3.1	1.2	2.5	1.2
(D)	75	475	75	1.2	1.2	1.2	3.1	3.1	1.2	2.5	1.2

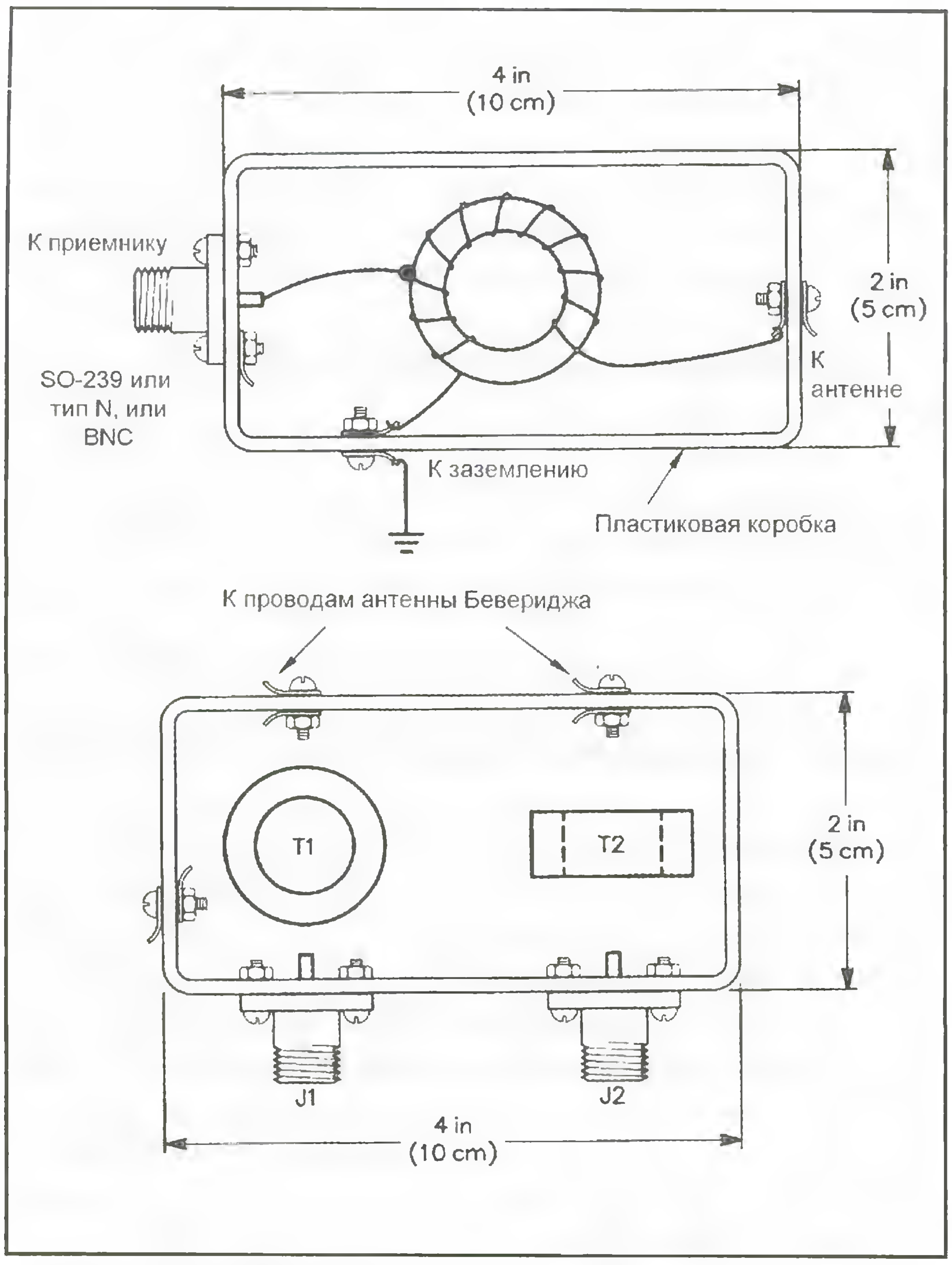


Рис.7.25. Предлагаемые схемы для однопроводной и двухпроводной приемных нагрузок. Пластиковые коробки дешевые и позволяют использовать простые сквозные соединения (винты и гайки), в то время, как тороидальные трансформаторы могут быть легко прикреплены к пластиковому материалу силиконовым герметиком.

Управление нулем состоит в комбинировании сигналов от двух различных антенн таким образом, чтобы нежелательный сигнал уменьшался (почти) до нуля при помощи суммирования двух противофазных сигналов (и равных по амплитуде). Это предполагает, что принятые двумя антеннами сигналы постоянны по фазе и амплитуде. Как правило, сигналы ионосферного распространения имеют непрерывно изменяющуюся фазу, это означает, что при таких условиях трудно обнулить нежелательный сигнал.

Однако, управление нулем может быть очень эффективным при подавлении местных искусственных шумов или помех. Управление нулем также часто называют подавлением шумов. Каноническая схема состоит из обычной приемной антенны, называемой главной антенной, и второй антенны, которая обычно называется шумовой антенной, и устройства сложения, часто называемое шумоподавляющим устройством.

В концепции антенны с управляемым нулем использована двухпроводная антенна Бевериджа, и мы предполагаем существование сильной помехи сзади от направления, которое мы прослушиваем. На рис.7.26 показано, как диаграммы направленности вперед и назад антенны Бевериджа могут быть скомбинированы для обнуления источника сигнала под любым углом.

Предположим, что мы принимаем желаемый сигнал с направления максимума диаграммы направленности А. Однако, в тоже самое время значительно больший сигнал помехи принимается в боковом лепестке той же самой диаграммы направленности. Хотя этот лепесток значительно меньше (может быть на 20 dB меньше главного лепестка), нежелательный сигнал все еще остается таким сильным, что делает прием желаемого сигнала невозможным. Глядя на диаграмму В (создаваемую той же самой антенной в обратном направлении), мы видим, что в нашем распоряжении имеется мешающий сигнал достаточно большой величины. Если теперь мы просуммируем сигнал, порожденный диаграммой направленности вперед (А) с сигналом, порожденным диаграммой направленности назад (В) и, если эти сигналы равны по амплитуде и имеют разность фаз 180°, то получим полное подавление нежелательного сигнала. Ясно, что мешающий сигнал должен быть принят «шумовой антенной» такой же амплитуды, как и сигнал, принятый главной антенной.

Misek, W1WCR, детально описал [1206] разработку и конструкцию управляемой однопроводной антенны бегущей волны.

Я выполнил достаточно интенсивные экспериментальные исследования антенн Бевериджа с управлением нулем по описанию Misek.

После многих часов экспериментов на 80 и 160 метрах, а также в верхней части средневолнового радиовещательного диапазона, были сделаны следующие наблюдения:

- Экстремально глубокие нули (50 dB или больше) могут быть получены для местных (земная радиоволна) радиовещательных станций в средневолновом диапазоне. Благодаря природе сигнала (AM), возможна необходимая регулировка как амплитуды, так и фазы.
- Значительно более сложно обнулить даже земную волну SSB или CW сигналов на 80 или 160 метрах из за непостоянной амплитуды сигналов.
- Обнуление ионосферных сигналов вообще невозможно, так как они распространяются по множественным путям различной длины.

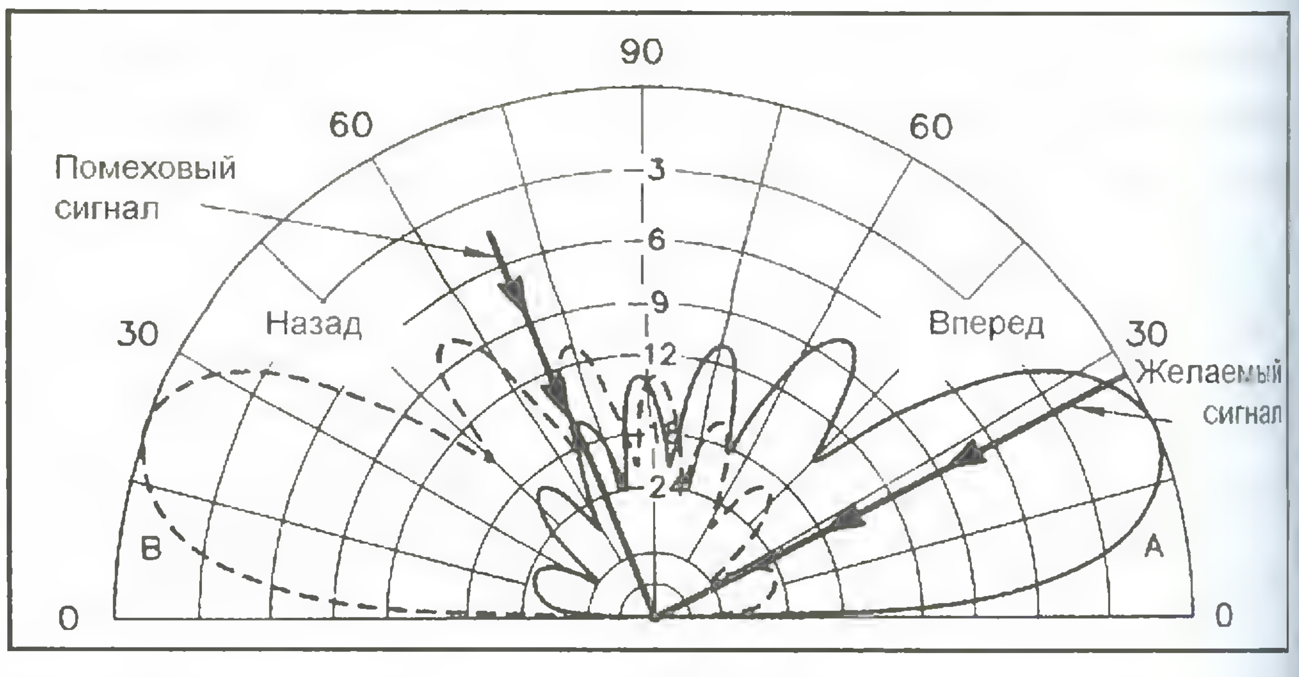


Рис.7.26. Сигнал помехи сзади антенны Бевериджа, приходящий под углом приблизительно 70°, может быть полностью подавлен при суммировании с разностью фаз 180°сигналов, принятых с заднего и переднего направлений антенны (детальное описание смотри в тексте).

- Обнуление источников искусственных шумов может быть выполнено достаточно легко, так как эти источники обычно вертикально поляризованы и излучают поблизости от приемной антенны.

В настоящее время коммерчески доступны различные так называемые шумоподавляющие устройства. Эти устройства могут быть использованы для создания так называемого управления нулем.

Я получил очень хорошие результаты с устройством MFJ-1026. это устройство имеет фазовую регулировку в широких пределах и регулируемое усиление обоих каналов. Вы можете использовать это устройство с двухпроводной антенной Бевериджа, но вы также можете использовать его с однонаправленной антенной Бевериджа, используя отдельную антенну в качестве шумовой антенны. Я обычно использую мою передающую антенну в качестве шумовой антенны. Так как реальное усиление этой антенны всегда превосходит усиление антенны Бевериджа и она очень хорошо принимает местные шумы (имея вертикальную поляризацию), то в вашем распоряжении всегда имеется мешающий сигнал с амплитудой, достаточной для его подавления без уменьшения сигнала основной антенны.

Я успешно использовал устройство MFJ-1026 для обнуления широкополосных шумов S7 на 160 метрах, генерируемых ШИМ устройством управления для электрических моторов на химическом заводе, находящемся примерно на расстоянии 10 км.

Другим очень интересным применением устройства является его использование для исключения шумов принятых от близкорасположенной к вашей антенне Бевериджа передающей антенны. В этом случае вы должны использовать шумящую передающую антенну в качестве шумовой антенны. Удивительно, как шумящая антенна Бевериджа может превратиться в супер бесшумную антенну.

На **рис.7.27** показано, как устройство MFJ соединено с трансивером типа FT-1000MP. Сигнал для шумовой антенны берется с разъема ВЧ выхода (RX out) на задней панели трансивера, в то время, как выход этого устройства соединен с разъемом RX – Ant.

Подавление подобным способом искусственных помех требует точной подстройки фазы и усиления. Когда вы переключаете антенны Бевериджа, вы должны перестроить устройство, так как фаза мешающего сигнала различна для всех антенн.

13. Расположение антенны Бевериджа.

Как далеко от моей вертикальной передающей антенны я могу располагать антенну Бевериджа? Как близко я могу расположить две параллельных (принимающих с противоположных направлений) антенны Бевериджа? Могут ли антенны Бевериджа пересекать одна другую? Как близко они могут пересекаться? Это все очень важные вопросы, мешающие понять, что и почему превращает потенциально прекрасную антенну в обычную посредственность.

Антенны Бевериджа, близко расположенные к большим передающим антеннам, являющиеся резонансными (или близко к резонансу), принимают шумы и сигналы, переизлучаемые передающими антеннами. Объяснение заключается в связи между системами. Если проводники (антенны) имеют высокий уровень взаимной связи, они влияют друг на друга подобным способом. Резонанс или, даже более правильно, нахождение вблизи резонанса сильно увеличивает взаимную связь. Антенна Бевериджа является нерезонансной, но передающая антенна может резонировать во время приема.

Если вы имеете несколько антенн Бевериджа, и одна или две из них все время шумят больше, чем другие, тогда наиболее вероятно, что они находятся ближе других к вашим передающим антеннам.

Действительно ли шумы приходят от вашей передающей антенны? Чтобы проверить это, выполните следующее:

- Если вы имеете вертикальную антенну последовательного питания, установленную на земле, разорвите коаксиальный кабель, так, что вертикальная часть антенны станет «плавающей». Если этот элемент полноразмерный 0.25λ, он будет резонансным на удвоенной частоте и взаимная связь с антенной Бевериджа будет минимальной. Вероятно, вы увидите уменьшение шумов, а шумящие антенны Бевериджа станут такими же бесшумными, как и другие антенны.

- Если вы имеете антенну шунтового питания (например, нагруженную мачту), то только разъединение линии передачи, возможно, не поможет! Когда вы возбуждаете нерезонансную структуру шунтом, она становится резонансной на частоте настройки. Для того, чтобы ее расстроить, вам необходимо изменить согласующую секцию.

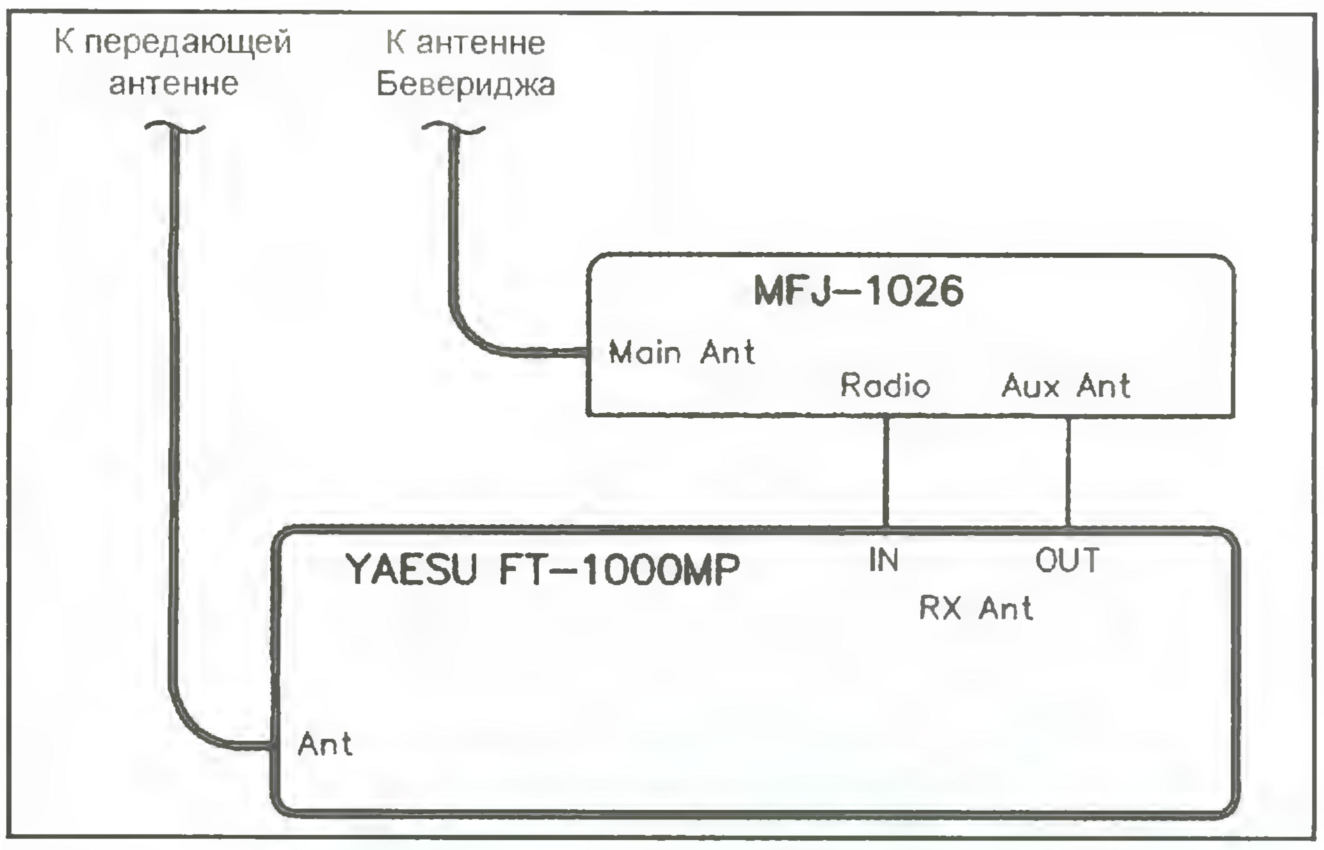


Рис.7.27. Трансивер FT-1000MP может быть легко соединен с устройством подавления шумов MFJ-1026. С разъема RX ANT OUT берется сигнал передающей антенны, которая используется в качестве «шумовой» антенны. Выход MFJ-1026 может непосредственно подаваться на разъем RX ANT IN трансивера.

- Если вы имеете вертикальную антенну с приподнятыми противовесами, то окажитесь в затруднении, за исключением использования одного противовеса. Системы с 2 или 4 противовесами очень трудно разрешимы. Два противовеса (более или менее в линию) образуют идеальный полуволновый элемент очень сильно переизлучающий. На **рис.7.28** показаны диаграммы направленности антенны Бевериджа длиной 268 м в присутствии и в отсутствии четвертьволновой вертикальной антенны с 4-мя приподнятыми противовесами (на высоте 4 м). Отметим, как отношение F/B 30 dB уменьшилось всего лишь до 12 dB!

При вертикальной антенне на 160 метров, использующей только один приподнятый противовес длиной 0.25λ, разъединение линии передачи приведет только к двум проводам длиной ¼λ (один вертикальный, другой горизонтальный), что не причинит вреда, за исключением 80 метров, если антенна Бевериджа также используется и в этой полосе частот! Даже если вы не увидите заметного «увеличения шумов», прохождение поблизости других проводников (антенн, противовесов и т.п.), связанных с приемной антенной, может все же ухудшить отношение сигнал/шум при изменении направления диаграммы приемной антенны. Это может быть не всегда легко обнаружено только прослушиванием антенны. Однако, антенна Бевериджа может «услышать» вертикальную антенну, даже если она сильно замаскирована наличием других антенн в ее непосредственной близости.

Это может быть проверено следующим образом:

- Установите источник сигнала сзади антенны Бевериджа, прямо в нулевом направлении. Этим источником может быть другой местный радиолюбитель или небольшой генератор, любой, дающий хорошие показания S – метра на вашем приемнике.

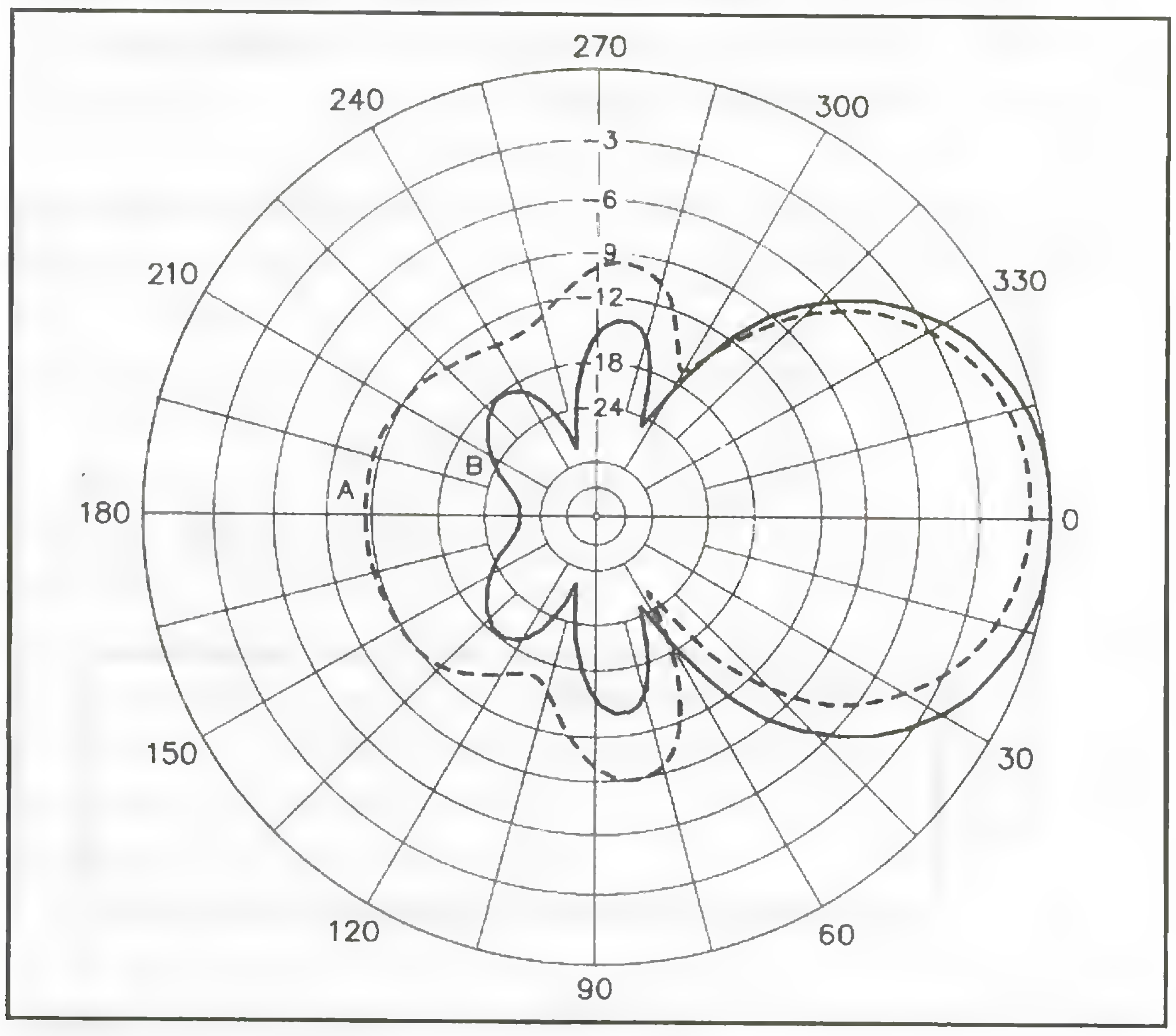


Рис.7.28. На А, влияние четвертьволновой вертикальной антенны на 160 метрах с 4-мя приподнятыми противовесами на диаграмму направленности нашей антенны Бевериджа длиной 268 м (В). В этом примере антенна Бевериджа проходит на расстоянии не более 10 м от вертикальной антенны.

- Расстройте передающую антенну любым способом, описанным выше. Очень вероятно, что выполнив это, вы увидите улучшение нуля сзади вашей антенны более чем на 10 dB!

Теперь, когда вы определили, как близость ваших передающих антенн уничтожает отношение F/B вашей антенны Бевериджа и делает ее очень шумящей, какое может быть долговременное решение этой проблемы?

Существует две возможности справиться с этой проблемой:

- Увеличение расстояния между антеннами.

- Изменение резонансной частоты как можно дальше от рабочей частоты.

Есть простое эмпирическое правило устанавливать приемную антенну на расстоянии, по крайней мере, ¼λ от большой резонансной передающей антенны или от резонансного приподнятого противовеса. Если это невозможно, то должна быть предусмотрена возможность

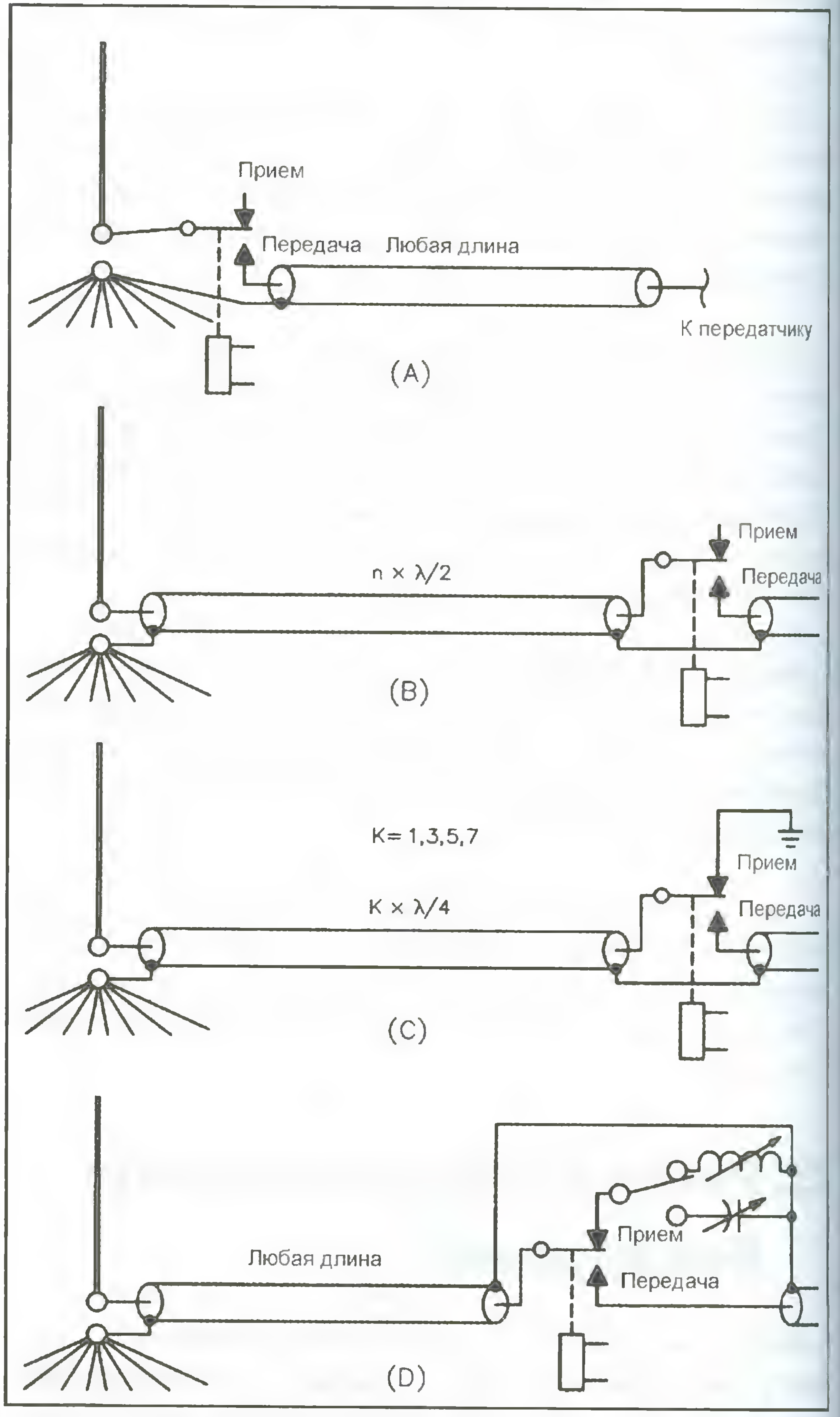


Рис.7.29. Различные способы развязки последовательно возбуждаемой вертикальной антенны. Детальное описание смотри в тексте.

расстройки передающей антенны во время приема. Если передающая антенна является последовательно возбуждаемой четвертьволновой вертикальной антенной, то эта антенна может быть сделана нерезонансной при помощи отключения вертикального элемента, расположенного над землей. Это может быть сделано в основании антенны (смотри **рис.7.29 A**) при помощи подходящего устройства (реле), либо это может быть сделано на конце линии передачи. Если электрическая длина линии передачи равна нечетному числу четверти длин волн, тогда линия передачи должна быть коротко замкнута (в радиорубке) во время приема (смотри **рис.7.29 C**). Если длина линии кратна половине длины волны, тогда конец линии передачи должен быть оставлен разомкнутым во время приема (смотри **рис.7.29 B**).

Если вам не известна длина линии передачи, нагрузите линию передачи переменным конденсатором (например, радиовещательным конденсаторным блоком) или переменной индуктивностью и настройте их для получения минимального уровня шумов в антенне Бевериджа. Эти конденсатор или индуктивность могут затем подключаться параллельно концу линии передачи при приеме при помощи реле, как показано на **рис.7.29 D**).

Если ваша антенна Бевериджа расположена близко к передающей антенне и если вы имеете очевидные проблемы с шумами, то это может происходить из за следующих причин:

1. Ваша передающая антенна связана с антенной Бевериджа.

2. Вы располагаетесь в слишком тихой местности (Heard Island)? Если нет шумов во время разговора, принимаемого вертикальной антенной, то очень трудно объяснить любое изменение в характеристиках антенны Бевериджа.

При любых условиях лучше держать антенны как можно дальше друг от друга. Конечно, это также верно и для передающих антенн. Ситуация, где провод (или много проводов) случайно находится в ближнем поле антенны, приведет к результату, являющемуся слепым случаем.

Параллельные антенны Бевериджа.

Антенны Бевериджа являются нерезонансными и создают очень небольшую взаимную связь. Эмпирическое правило заключается в расположении двух отдельных параллельных антенн Бевериджа на расстоянии, равном их высоте над землей, друг от друга. Это расстояние гарантирует развязку между ними, по крайней мере, 30 dB.

Пересекающиеся антенны Бевериджа.

Антенны Бевериджа для разных направлений могут пересекать одна другую, если провода разнесены на расстояние не менее 10 см (4 дюйма). Антенны Бевериджа не могут быть установлены в непосредственной близости с параллельными проводниками такими, как заборы, телефонные линии, линии электропередачи (даже отключенные) и тому подобными.

14. Механическое конструирование.

Почти любой тип поддержки подходит для антенны Бевериджа: деревянные колья, металлические трубы, пластиковые трубы, бамбуковые прутья, стволы деревьев и т.п. Для постоянной установки идеально подходят недорогие полиэтиленовые изоляторы, обычно применяемые для защиты от электричества.

Большинство моих антенн Бевериджа являются только зимними антеннами Бевериджа, устанавливаемых на поле друзей фермеров. Я использую бамбуковые прутья длиной 2.4 м и закрепляю провод простой петлей, сделанной из изоленты. Не оборачивайте провод антенны Бевериджа вокруг прута или ветки. Это приведет к увеличению индуктивности, чего необходимо избегать.

Бамбуковые прутья недорогие (25 долларов за 100), но прекрасно выполняют свои функции (смотри **рис.7.30** и **рис.7.31**). Их время жизни примерно 4 года, прежде, чем они сгниют.

Для постоянных антенн Бевериджа я использую одножильный бронзовый провод диаметром 1.6 мм, который натянут с усилием приблизительно 45 кг. Омедненная стальная проволока также хорошо подойдет, как и твердо тянутая (не отожженная) медная проволока. Если ледовая нагрузка исключена, провод достаточно натянуть с усилием только 15 кг. С такой прочной проволокой и натяжением в 45 кг расстояние между опорами может быть равно 100 м без большого провеса.

Мягко тянутая медная проволока не может быть натянута в какой либо степени без вытYagiвания и она не пригодна для длинных расстояний между опорами. Если вам нет необходимости избегать большого количества поддержек, то мягко тянутая проволока может быть использована для антенны. Я использую мягко тянутый одножильный медный провод диаметром 0.8 мм для моих зимних антенн Бевериджа, поддерживаемых каждые 30 м бамбуковым прутом длиной 2.4 м, которые воткнуты примерно на 15 см в землю.

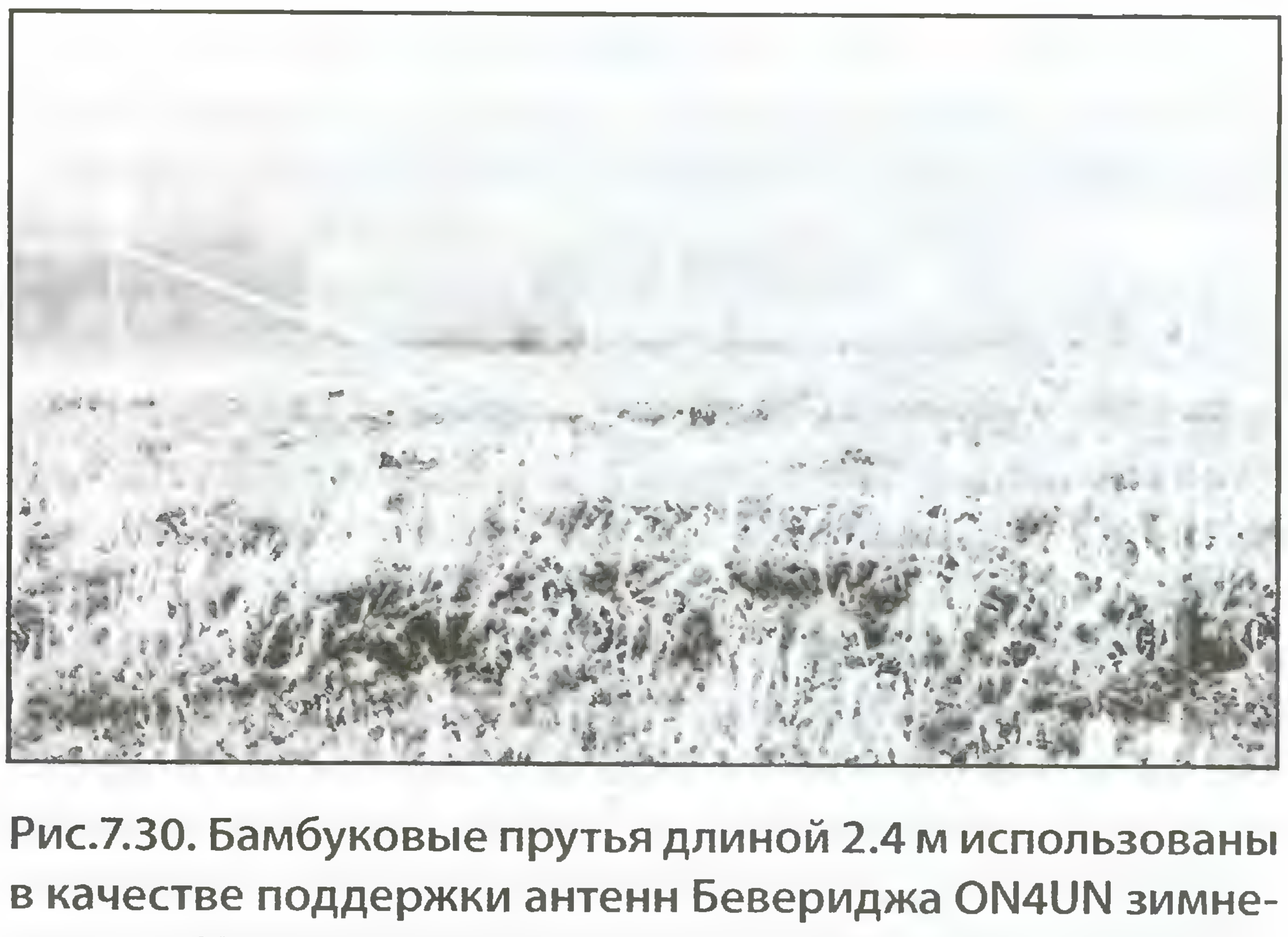


Рис.7.30. Бамбуковые прутья длиной 2.4 м использованы в качестве поддержки антенн Бевериджа ON4UN зимнего типа. На этом рисунке показана заиндевевшая антенна, что сделало ее видимой.

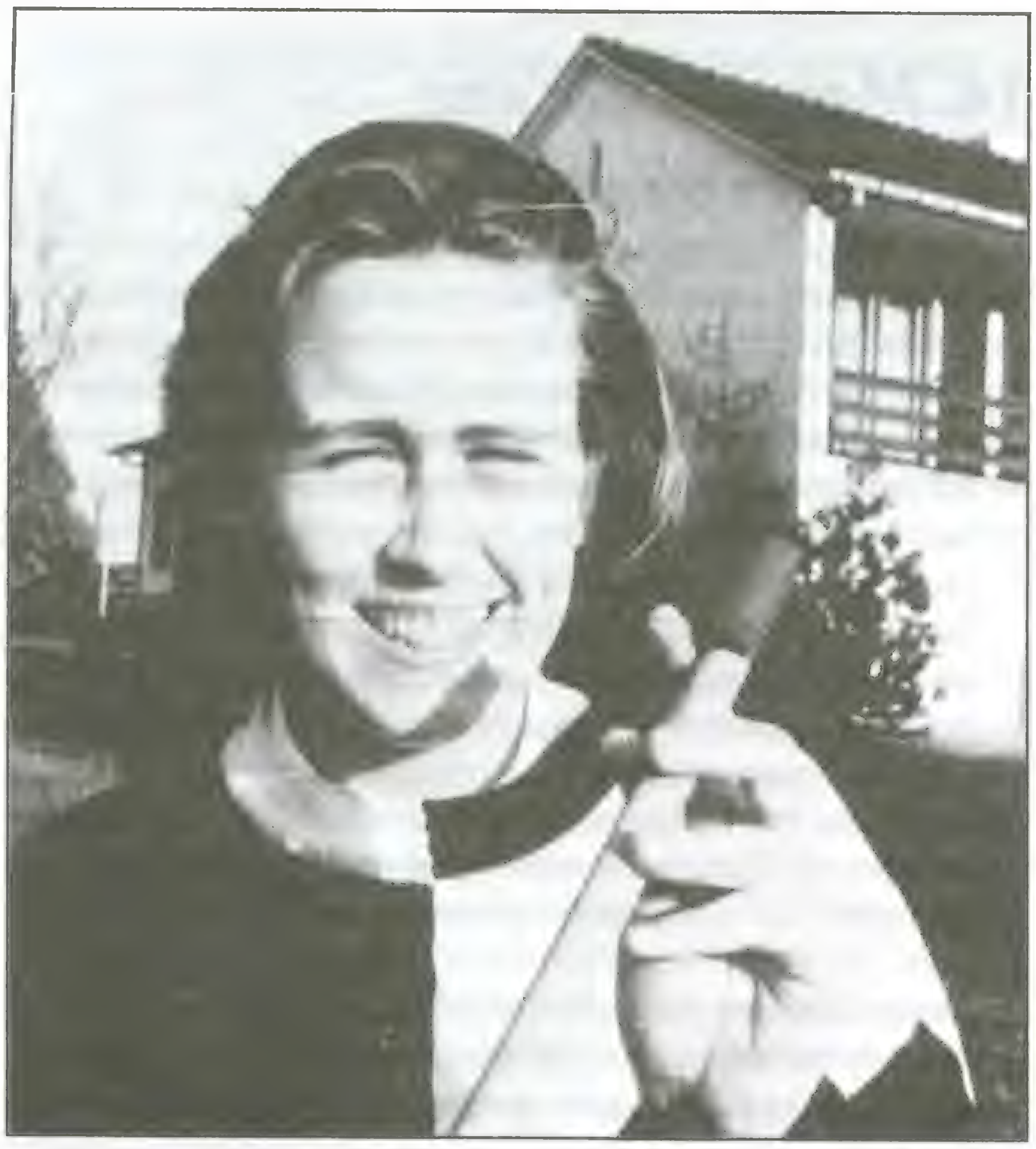


Рис.7.31. Способ крепления провода антенны Бевериджа к бамбуковому пруту, использующий петлю, сделанную из изоленты.

Изолированный провод лучше чистого, так как это делает антенну менее чувствительной к электростатическим помехам при дожде а также позволяет работать без шумов, даже если провод антенны при ветре задевает ветки или листья.

Длинные антенны Бевериджа, сделанные из тонкой мягко тянутой медной проволоки, имеют недостаток растYagiваться даже при ветре. Решением этой проблемы является оканчивание антенны Бевериджа хорошо натянутым амортизирующим шнуром. Некоторые используют остатки телефонной пары. Этот провод наиболее часто используется на любительских фестивалях. Не пытайтесь разделить провода, а только соедините их параллельно на обоих концах. Использование такой пары в качестве проводника антенны Бевериджа имеет то преимущество, что вы можете проверить непрерывность провода на одном конце, используя омметр. Все соединения должны быть пропаяны предпочтительно серебряным припоем. Обычный олово свинцовый припой полностью разрушится после нескольких лет эксплуатации на открытой местности.

Мне хотелось бы предупредить создателей антенн Бевериджа о потенциальной опасности. Люди, незнакомые с местными условиями, могут зацепиться за низкую антенну Бевериджа или нанести себе вред другим способом от высоких антенн. Если вы используете постоянные антенны Бевериджа, я рекомендую, чтобы вы устанавливали их на высоте по крайней мере 2 м (низшая точка), особенно если вы используете сильно натянутый провод (например, омедненную сталь). Убедитесь, что никто не может ехать верхом на лошади (или велосипеде) по местности, где вы имеете вашу антенну Бевериджа. Если необходимо, расклейте объявления, предупреждающие о возможной опасности.

15. Решетки из антенн Бевериджа.

Что является недостатком однопроводных антенн Бевериджа? Давайте подытожим:

- Они имеют большие боковые лепестки.
- Они требуют большого участка (особенно на 160 метрах).
- Длинные антенны Бевериджа имеют хороший сигнал, но узкую диаграмму направленности (антенна длиной 3λ имеет ширину диаграммы менее 40°, что означает, что вы должны иметь несколько антенн Бевериджа, чтобы перекрыть все направления).

Антенны Бевериджа могут объединяться в группы, как и другие антенны с целью увеличения их усиления или их пространственной чувствительности (направленности).

15.1. Антенны Бевериджа и взаимная связь.

Антенна Бевериджа имеет очень большие потери и сильно связана с близко расположенной землей. В результате даже очень близко расположенные антенны, по существу не имеют взаимной связи. Отсутствие резонанса антенны подчеркивает это свойство. Элементы в резонансе или близко к нему имеют высокую степень взаимной связи (это объясняет работу антенн Yagi!).

Это может быть подтверждено экспериментально подачей некоторого ВЧ сигнала в антенну Бевериджа и измерением потерь в соседней антенне. Параллельные антенны Бевериджа, расположенные на расстоянии друг от друга, равном высоте их подвеса над землей, имеют развязку около 30 dB.

Это также подтверждено моделированием. Были смоделированы две антенны Бевериджа, возбуждаемые в фазе, и рассматривалось их входное сопротивление при изменении расстояния между антеннами.

Рис.7.32. Вид на вращаемую (или, как я говорю, на «мобильную») антенну Бевериджа. Должно быть, где-то в Техасе? Я удивляюсь, как они нагрузили этого монстра.

Таблица 7.13. **Усиление и ширина диаграммы направленности по уровню 3 dB двух антенн Бевериджа (возбуждаемых в фазе) в зависимости от расстояния между ними.**

Вид антенны	Усиление (dB)	Ширина диаграммы направленности
Одиночная антенна	-9.65	80°
Расстояние 10 м	-6.68	80°
Расстояние 5 м	-6.68	80°
Расстояние 2 м	-7.0	80°
Расстояние 1 м	-7.25	80°
Расстояние 0.5 м	-7.51	79°

Таблица 7.14. **Ширина диаграммы направленности по уровню 3 dB двух антенн Бевериджа, возбуждаемых в фазе в зависимости от (большого) расстояния между ними.**

Вид антенны	Ширина диаграммы направленности
Одиночная антенна	80°
Расстояние 5 м (близкое расположение)	80°
Расстояние 40 м	71°
Расстояние 80 м	53°
Расстояние 120 м	39°

На **рис.7.33** показаны диаграммы направленности для антенны Бевериджа длиной 168 м (и высотой 2 м) с наклонными окончаниями длиной 20 м на обоих концах, а также для группы из двух рядом расположенных идентичных антенн Бевериджа (возбуждаемых в фазе), разнесенных на расстояние 10, 5, 2, 1 и 0.5 м.

Переход от 1-й к 2-м антеннам Бевериджа увеличивает усиление (как ожидалось) на 3 dB для расстояния 10 и 5 м. При более близком расположении усиление несколько падает, но не существенно. При расстоянии между антеннами 0.5 м усиление уменьшается только на 0.9 dB относительно усиления при расстоянии 5 м (смотри **таблицу 7.13**).

Отметим, что форма диаграммы направленности почти не меняется. Дополнительное усиление не получено при помощи увеличения направленности, а только лишь за счет уменьшения потерь в антенне. Вывод: мы можем располагать антенны Бевериджа достаточно близко друг к другу (бок о бок) без ухудшения характеристик.

15.2. Синфазная решетка антенн Бевериджа (поперечная решетка).

Если вы хотите уменьшить чувствительность с боков антенной решетки, вы должны ожидать, что разнос антенн Бевериджа на расстояние ½ λ был бы идеальным, поскольку в этом случае сигналы, приходящие с боков имеют разность фаз 180°.

В **таблице 7.14** показано, как изменяется ширина диаграммы направленности по уровню 3 dB при увеличении расстояния между антеннами. Усиление остается точно тем же самым, как и для близко расположенной пары, но оно теперь добавляется из за уменьшения ширины диаграммы направленности, а не из за уменьшения потерь.

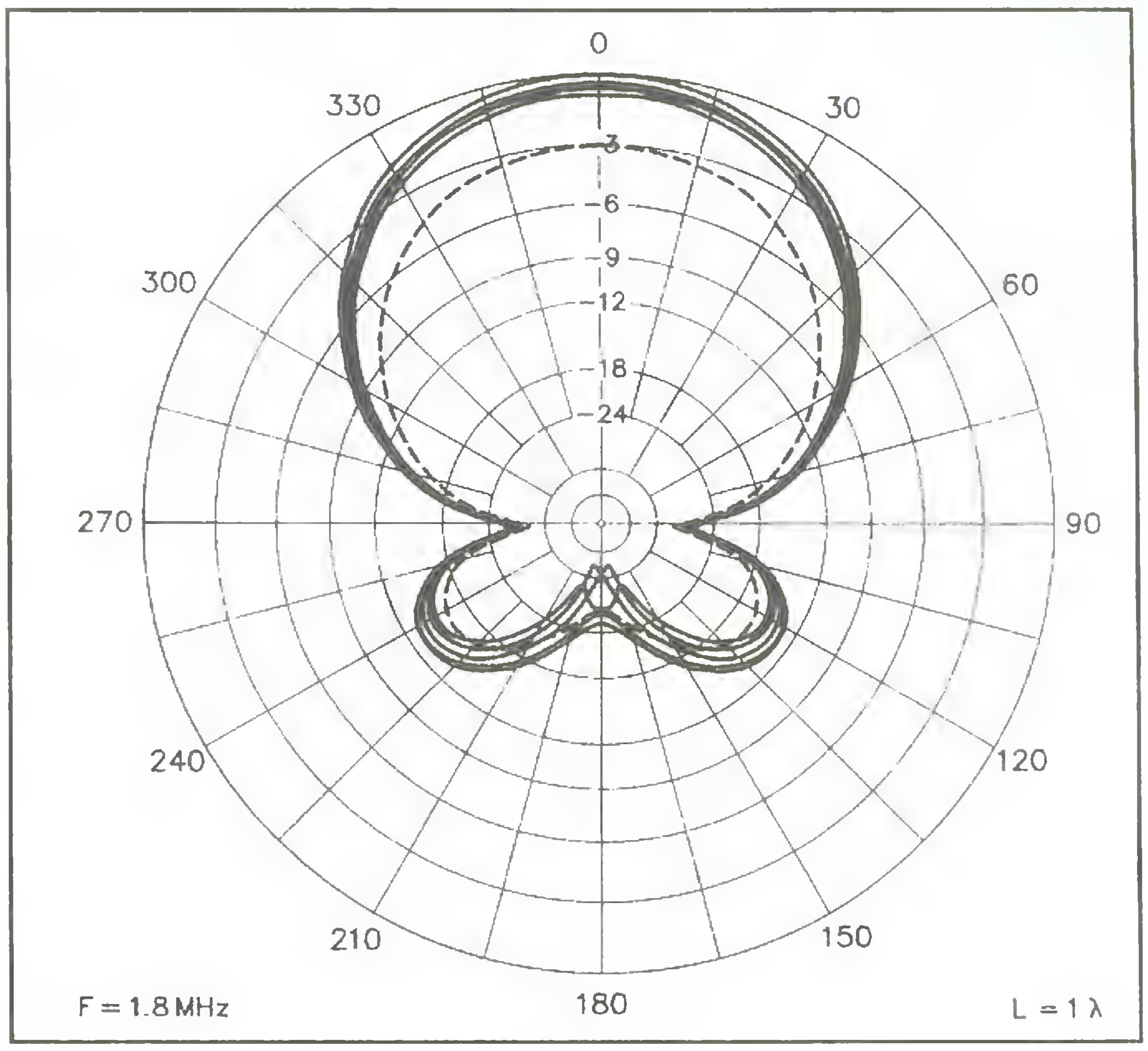


Рис.7.33. Диаграммы направленности для двух рядом расположенных (бок о бок) антенн Бевериджа при волновом угле 25°, возбуждаемых в фазе при изменении расстояния между ними. Наименьшая диаграмма соответствует одиночной (для сравнения) антенне. Отметим, что форма диаграммы направленности почти не меняется при изменении расстояния от 10 до 0.5 м. (смотри текст).

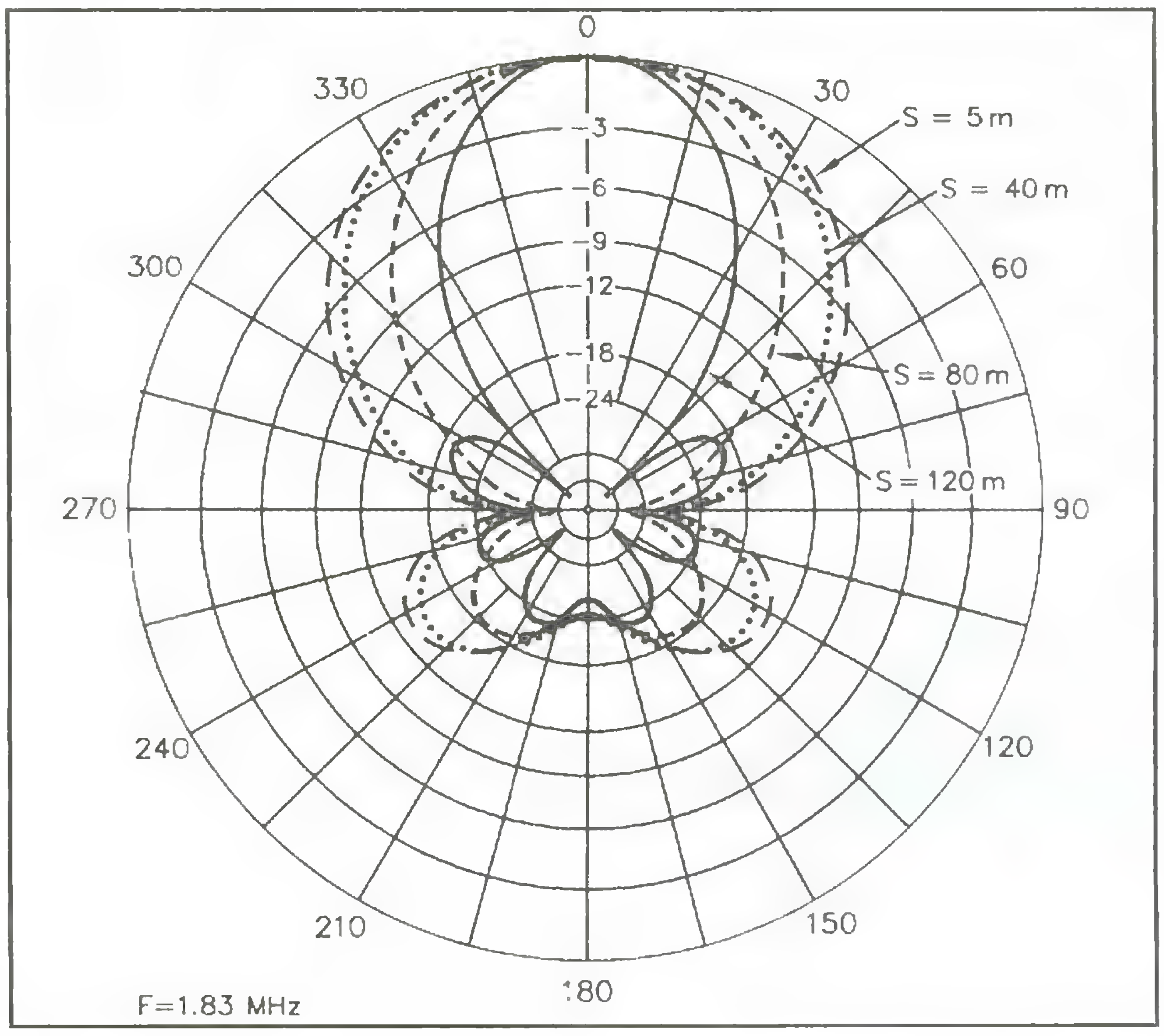


Рис.7.34. **Диаграммы направленности для двух широко разнесенных антенн Бевериджа (бок о бок), возбуждаемых в фазе. Отметим, что диаграммы становятся уже при увеличении расстояния между антеннами. Усиление остается тем же самым во всех случаях и таким же, как и при небольшом расстоянии между антеннами, на 3 dB больше усиления одиночной (аналогичной) антенны Бевериджа. (Смотри текст).**

На **рис.7.34** показаны диаграммы направленности для той же самой пары антенн Бевериджа (на высоте 2м) длиной 168 м (при угле места 25°) для различной степени «большого» расстояния между антеннами. Расстояние больше ½λ добавляет второй лепесток и дает очень узкую диаграмму направленности. Если целью является уменьшение ширины диаграммы направленности, тогда подходящим является расстояние между антеннами ½λ.

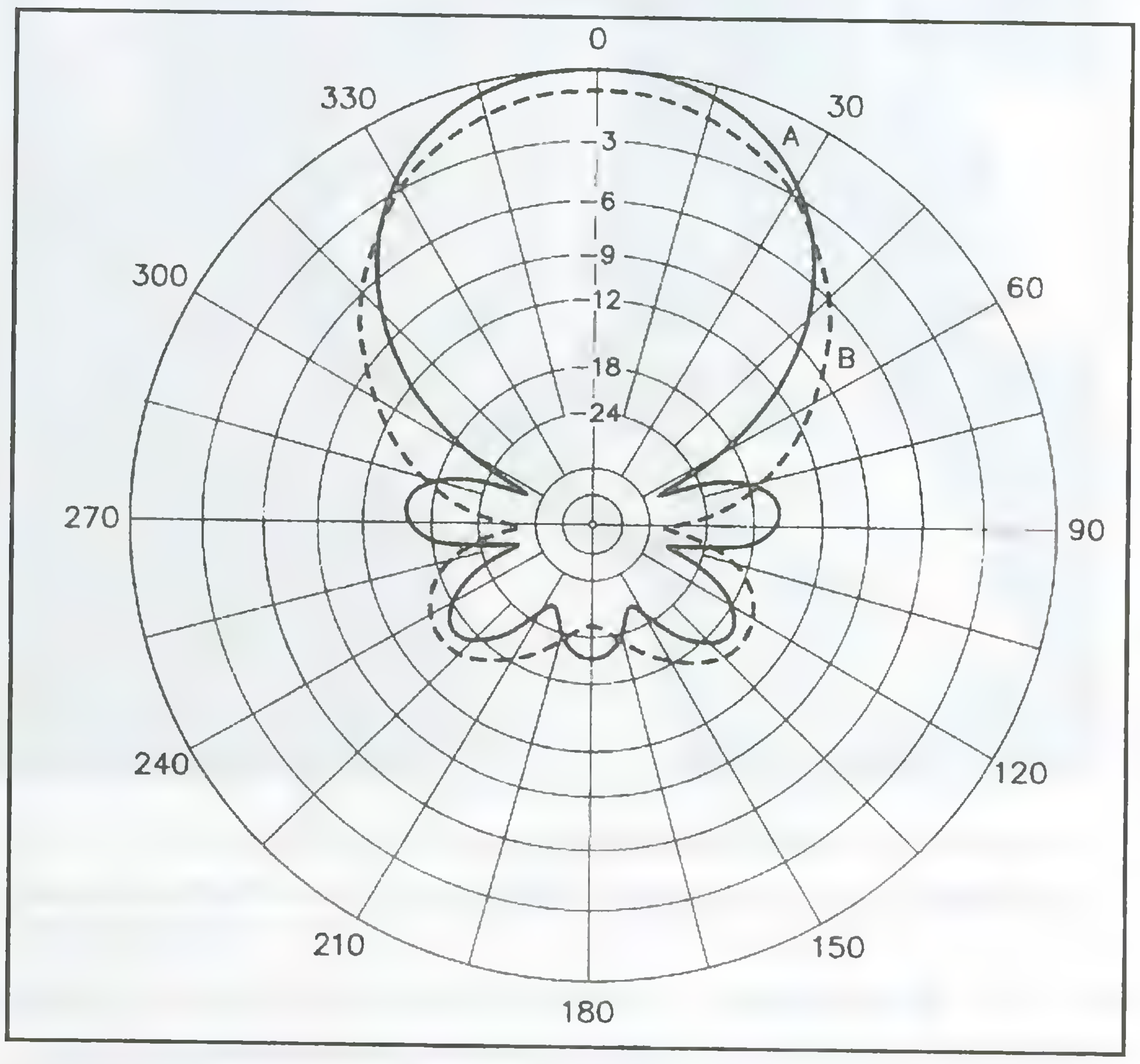


Рис.7.35. Диаграмма направленности для двух антенн Бевериджа (бок о бок) длиной 1λ и расстоянием между ними ½λ, возбуждаемых в фазе (A), по сравнению с диаграммой одиночной антенны Бевериджа длиной 1.5λ (B). Обе диаграммы приведены для угла места 25°.

На **рис.7.35** показано сравнение между двумя антеннами Бевериджа длиной 1λ, разнесенными на расстояние 0.5λ и однопроводной антенной Бевериджа длиной 1.5λ. усиления отличаются на 0.5 dB один от другого, сфазированная пара имеет несколько более узкую диаграмму направленности (53 ° по сравнению с 66 °). Вывод: даже по сравнению с близко расположенной парой, усиление антенны с длиной на 50% больше может быть сравнимо. Тем не менее угол излучения может быть меньше, а пара коротких антенн Бевериджа имеет больший угол излучения, чем одиночная длинная.

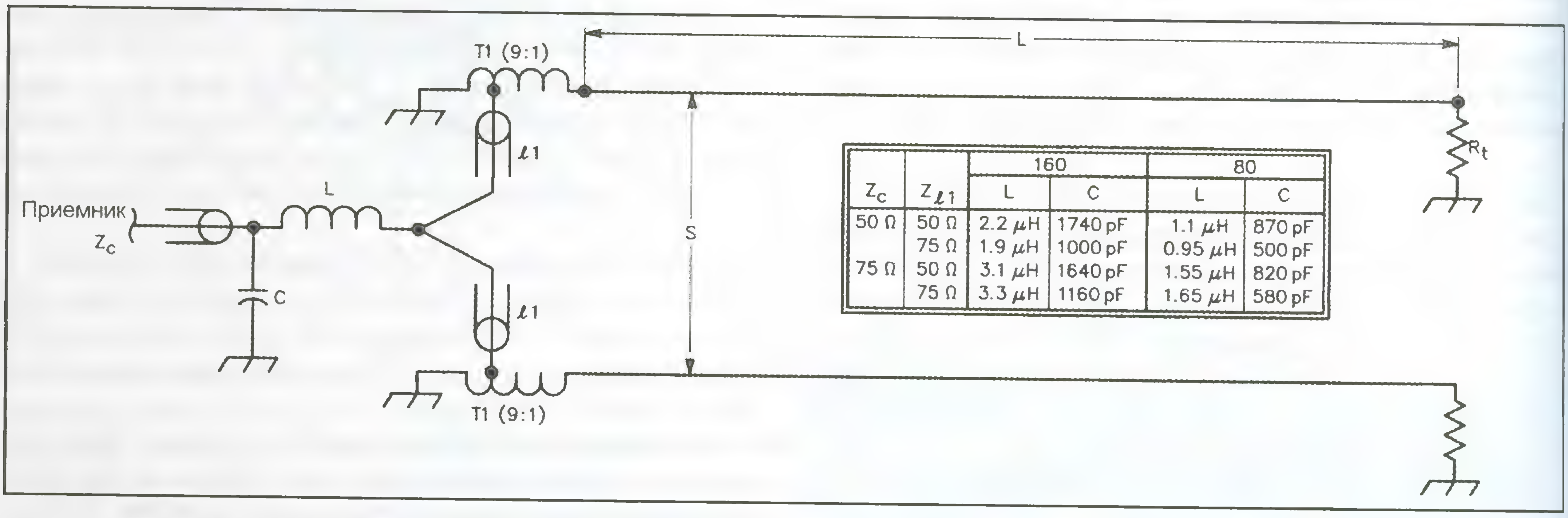
Питание синфазной решетки.

Наиболее легким способом возбуждения этих антенн (при входном сопротивлении 50 Ом) является использование двух трансформаторов длиной 0.25 λ с волновым сопротивлением 75 Ом, соединенных в общей точке (рис.7.36). Кабели с сопротивлением 75 Ом трансформируют сопротивление 50 Ом в 100 Ом, которые, соединенные параллельно, снова дадут 50 Ом. Вы, конечно, можете также использовать два кабеля равной длины с сопротивлениями 50 или 75 Ом (точная длина несущественна), соединенными в общей точке, где сопротивление будет равно 25 или 37.5 Ом. В этой точке вы можете использовать L – цепь для согласования с линиями передачи 50 или 75 Ом до приемника. Могут быть также использованы другие согласующие системы (смотри главу 6, Линии передачи и антенны).

15.3. Двухэлементная антенна продольного излучения из антенн Бевериджа.

Вы можете установить антенны Бевериджа в антенной решетке подобно тому, как вы устанавливали вертикальные антенны. Антенны Бевериджа, являющиеся элементами антенной решетки, должны быть одинаковыми по длине, высоте и т.п. Наиболее простая установка использует две антенны Бевериджа с разностью фаз 90° на расстоянии 0.25 λ (мы называем расстояние при «шахматном» расположении, подобному кардиоидной схеме размещения вертикальных антенн). Если вы хотите, на самом деле, оптимизировать отношение F/B при волновом угле 30°, то в этом случае физическое шахматное расстояние должно быть равно 90° x cos(30°) = 78°.

На **рис.7.37** показаны диаграммы направленности антенной решети, состоящей из двух идентичных антенн Бевериджа длиной 168 м, размещенных в шахматном порядке на расстоянии 0.25 λ (40 м) и возбуждаемых с разностью фаз 90° (с равными амплитудами токов) для различных по-



Z_c	$Z_{\ell 1}$	160		80	
		L	C	L	C
50 Ω	50 Ω	2.2 μH	1740 pF	1.1 μH	870 pF
	75 Ω	1.9 μH	1000 pF	0.95 μH	500 pF
75 Ω	50 Ω	3.1 μH	1640 pF	1.55 μH	820 pF
	75 Ω	3.3 μH	1160 pF	1.65 μH	580 pF

Рис.7.36. Пара синфазных антенн Бевериджа может возбуждаться очень просто: соедините антенны коаксиальными кабелями равной длины и согласуйте соединение с линией передачи L – цепью (или другим согласующим устройством). Если используются четвертьволновые коаксиальные кабели с волновым сопротивлением 75 Ом, то они трансформируют сопротивление в 100 Ом в точке соединения линий. Две, параллельно включенные линии дадут в результате сопротивление 50 Ом (100/2) и линия с волновым сопротивлением 50 Ом может быть непосредственно присоединена – не возникнет необходимости в L – цепи.

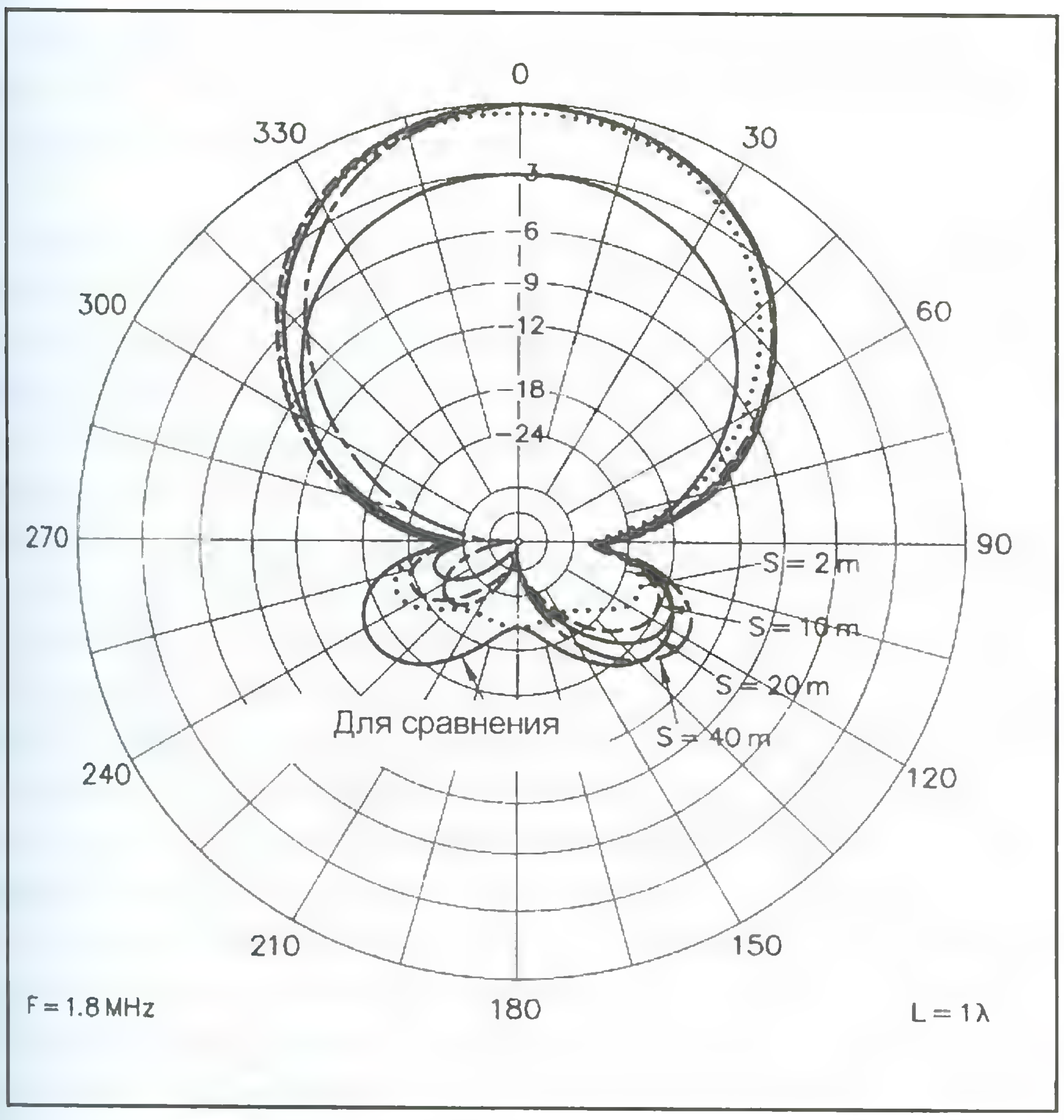


Рис.7.37. **Диаграммы направленности при угле места 25° для двух антеннЕвериджа длиной 1 λ при осевом излучении (для шахматного расположения в 0.25 λ, как показано на рис. 7.40, со сдвигом фазы 90°) при различном поперечном расстоянии. Диаграмма одиночной антенны Бевериджа той же длины приведена для сравнения. Детальное описание смотри в тексте.**

перечных расстояний между ними (2 м, 10 м, 20 м и 40 м). Для сравнения приведена диаграмма одиночной (аналогичной) антенны Бевериджа. Отметим, что по мере увеличения поперечного расстояния подавление сзади, где мы имеем антенну с опережением фазы тока, увеличивается.

При расстоянии 40 м (¼ λ) передний лепесток становится явно асимметричным, становясь более широким справа (на нашем рисунке), чем слева. Однако, наибольшая разница появляется в заднем лепестке. При расстоянии ¼ λ задний лепесток действительно увеличивается по амплитуде, поскольку волны, приходящие справа, суммируются полностью в фазе.

При расстоянии 2 м отношение F/B не оптимизировано, но начиная с расстояния 5 м (и более) отношение F/B увеличивается от 20 dB для одиночной антенны до 30 F/B для пары антенн. Если вы не хотите асимметричную диаграмму, то рекомендуется расстояние от 5 до 10 м для 2-х элементной антенной решетки осевого излучения для 160 метров. Диаграммы направленности антенной решетки в вертикальной плоскости показаны на **рис.7.38**.

До настоящего времени большинство антенн Бевериджа, которые я показывал, имели так называемую длину мертвой зоны (смотри раздел 4.2), это означает, что их длина была оптимизирована для получения наилучшего отношения F/B.

На **рис.7.39** показаны диаграммы направленности одиночной антенны Бевериджа и 2-х элементной антенной решетки осевого излучения (с расстоянием 5 м) для случайной длины антенны (в этом случае 200 м). одиночная антенна Бевериджа имеет очень плохое отношение F/B, равное только 17 dB, в то время, как пара антенн дает это отношение не менее, чем 30 dB. Ясно, что благодаря свойству вычитания антенной решетки, улучшение отношения F/B наиболее выражено при индивидуальных элементах, которые имеют плохое отношение F/B. Это также означает, что нет необходимости использовать длины мертвой зоны в антенных решетках осевого излучения, чтобы получить хорошее отношение F/B.

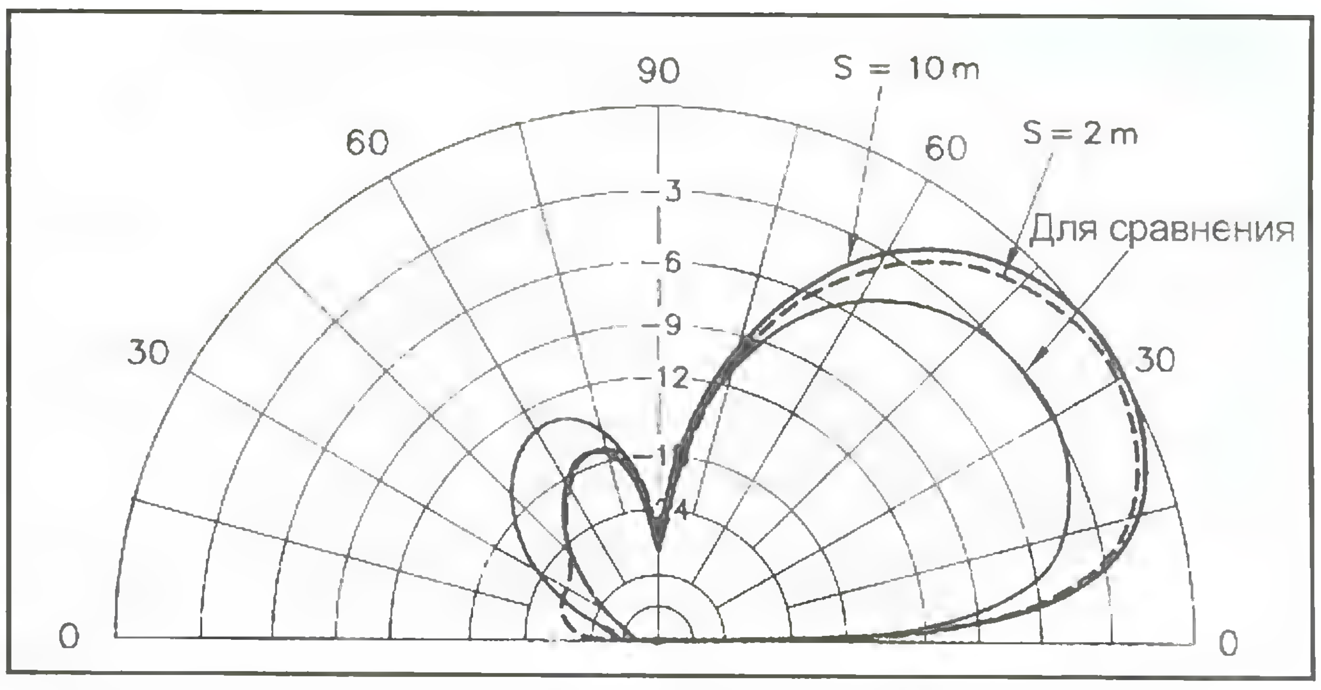


Рис.7.38. Диаграммы направленности антенной решетки на рис.7.37 в вертикальной плоскости для расстояний 2 и 10 м с диаграммой одиночного элемента для сравнения.

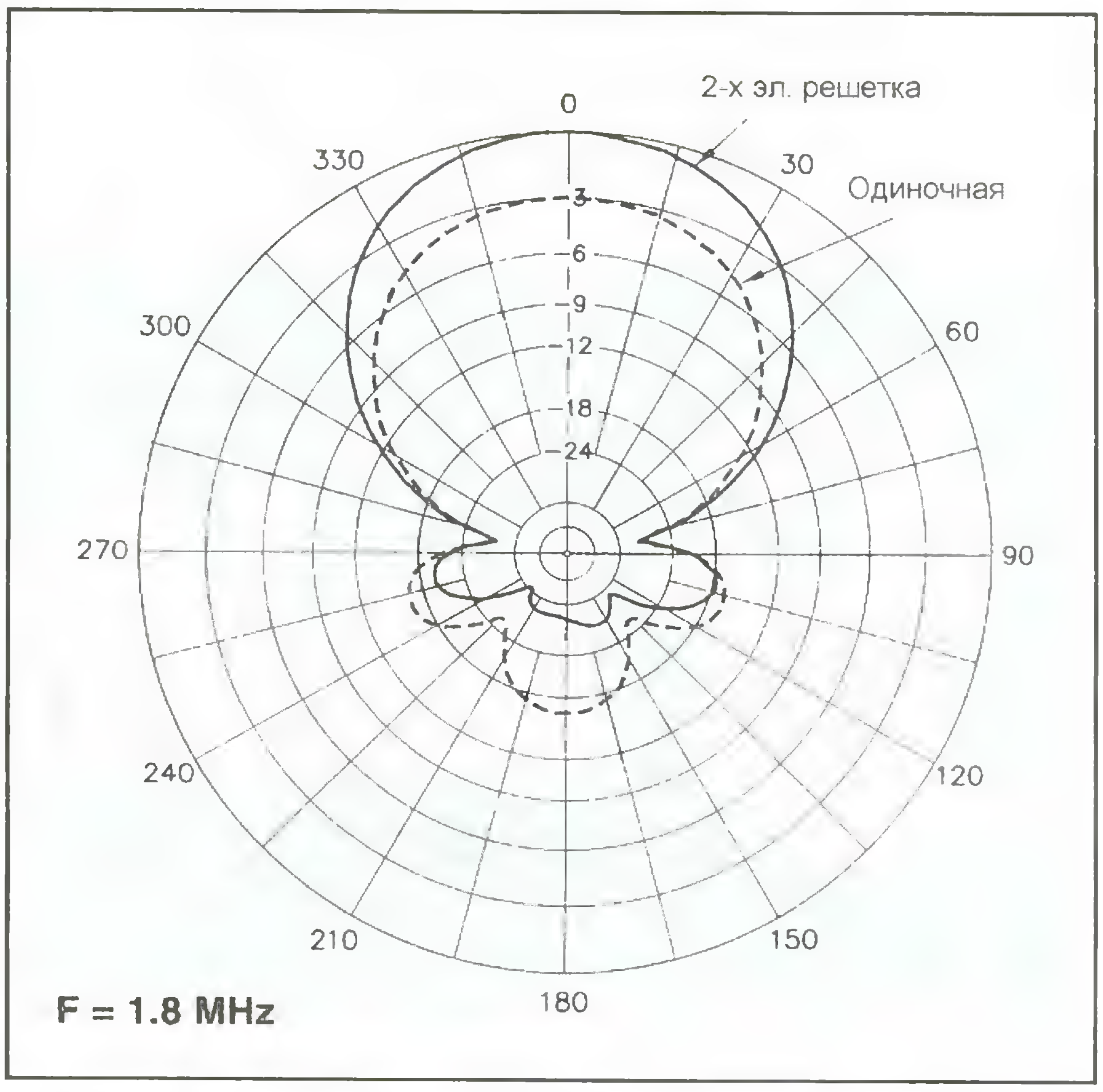
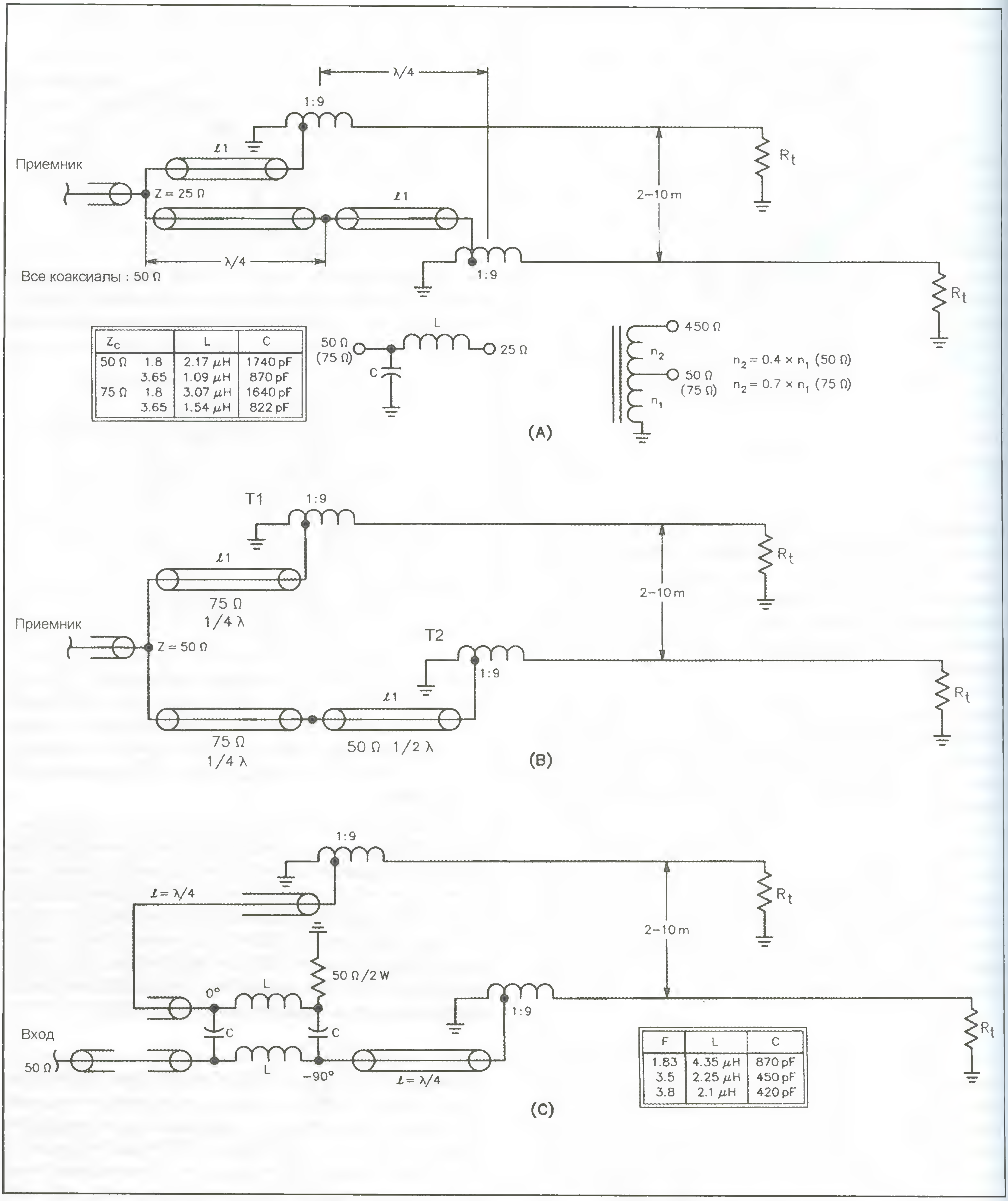


Рис.7.39. Одиночная антенна Бевериджа длиной 200 м не является антенной с мертвой зоной и имеет очень плохое отношение F/B. В 2-х элементной антенной решетке осевого излучения отношение F/B изменяется от 17 до 30 dB! Чтобы получить хорошее отношение F/B в антенной решетке осевого излучения, нет необходимости использовать длины мертвой зоны для индивидуальных антенн (диаграммы рассчитаны для волнового угла 25°).

15.3.1. Возбуждение антенной решетки осевого излучения из антенн Бевериджа.

При расстоянии между антеннами, равном 2 м, влияние взаимной связи, безусловно, отражается на входных сопротивлениях двух антенн Бевериджа, которые становятся совершенно различными. При расстоянии 10 м связь почти исчезает и сопротивления остаются одинаковыми. Это очень важное наблюдение для правильного конструирования системы возбуждения.


λ/4
1:9
ℓ1
Приемник
Z = 25 Ω
ℓ1
2–10 m
Rt
λ/4
Все коаксиалы : 50 Ω
1:9
Rt
L
50 Ω
(75 Ω)
25 Ω
C
450 Ω
n2
50 Ω
(75 Ω)
n1
n2 = 0.4 × n1 (50 Ω)
n2 = 0.7 × n1 (75 Ω)
(A)
T1
1:9
ℓ1
75 Ω
1/4 λ
Приемник
Z = 50 Ω
2–10 m
Rt
T2
1:9
ℓ1
Rt
75 Ω
1/4 λ
50 Ω 1/2 λ
(B)
1:9
ℓ = λ/4
Rt
2–10 m
50 Ω/2 W
0°
L
C
C
1:9
Вход
50 Ω
L
−90°
ℓ = λ/4
Rt
(C)

Z_C		L	C
50 Ω	1.8	2.17 μH	1740 pF
	3.65	1.09 μH	870 pF
75 Ω	1.8	3.07 μH	1640 pF
	3.65	1.54 μH	822 pF

F	L	C
1.83	4.35 μH	870 pF
3.5	2.25 μH	450 pF
3.8	2.1 μH	420 pF

Рис.7.40. Три различных способа возбуждения для 2-х элементной антенной решетки осевого излучения из антенн Бевериджа. Детальное описание смотри в тексте.

Если мы используем близкое размещение антенн, то необходимо использовать так называемый метод вынужденного тока, такой как использование линий длиной ¼ λ в гибридном ответвителе. Детально это объяснено в главе 11 (антенные решетки). Гибридный ответвитель легко конструируется и не требует элементов с большой мощностью. Причина, по которой мы используем вынужденный ток, та, что мы не можем просто приравнять сдвиг фазы (в градусах) к длине линии передачи (в градусах), если КСВ в этой линии не равен 1. в нашей 2-х элементной антенной решетке сопротивления будут всегда различными, если элементы расположены близко друг к другу. Если мы используем большое расстояние между элементами (более 0.05 λ), то взаимная связь становится такой маленькой, что сопротивления антенн будут идентичными и антенны могут быть согласованы для получения очень небольшого КСВ в линиях передачи.

При таких условиях мы можем просто ввести «дополнительную» длину кабеля, равную 90°, к элементу, в котором необходимо задержать ток на 90°.

На рис. **7.40** показаны три различных способа возбуждения антенной решетки. Если вы хотите использовать систему с дополнительным кабелем длиной 90°, то очень важно, чтобы отдельные антенны Бевериджа были правильно окончены и чтобы трансформатор на входе давал значение КСВ равное 1.0 в вашей коаксиальной линии. Настройте значение нагрузочного сопротивления для наилучшего отношения F/B. Затем, если необходимо отрегулируйте отвод входного трансформатора для получения КСВ, равного 1.0 в линии передачи. Только тогда, когда каждая индивидуальная линия передачи будет иметь КСВ не более 1.2, можно предположить, что мы получим желаемый сдвиг фазы вставкой коаксиального кабеля той же электрической длины (в градусах), как и желаемая разность фазы. Поскольку физически разумное расстояние разноса антенн равно ¼ λ, то простая ¼ λ линия задержки не сможет соединить трансформаторы двух антенн Бевериджа. Следовательно, мы вводим две равные длины коаксиального кабеля (L1). Там, где коаксиальные кабели соединяются параллельно, сопротивление будет равно 25 Ом. Чтобы получить хорошее согласование с линиями передачи 50 или 75 Ом до радиорубки, мы можем использовать L – цепь, которая может быть легко рассчитана при помощи модуля L – цепи программного обеспечения ON4UN LOW-BAND SOFTWARE.

На **рис.7.40B** показана привлекательная альтернативная схема. Трансформатор T1 с сопротивлением первичной обмотки 50 Ом питается коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом и длиной 0.25λ. На конце этого кабеля сопротивление будет равно 100 Ом (описание четвертьволнового трансформатора смотри в главе 6). Трансформатор T2 питается линией задержки с волновым сопротивлением 50 Ом и длиной ¼λ и затем при помощи коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом и длиной 0.25λ соединяется с общей точкой. Два сопротивления по 100 Ом, соединенные параллельно, дадут сопротивление 50 Ом, так что отсоединения мы можем продолжить коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом до радиорубки.

Если вы не имеете оборудования, чтобы убедиться, что КСВ в линиях передачи меньше 1.2, то я рекомендую метод вынужденного тока с гибридным ответвителем. Метод питания при помощи гибридного ответвителя показан на **рис.7.40C**. Линии передачи к ответвителю каждая длиной ¼λ. Гибридный ответвитель может быть намотан на относительно небольшом сердечнике, так как он используется только для приема. Бифилярная обмотка на небольшом сердечнике из порошкового железа может быть использована. Для гибридного ответвителя на 160 метров я использовал сердечник T106-2 (с внешним диаметром 1 дюйм) и обмоткой из лакированного провода диаметром 0.6 мм. Это достаточно большой сердечник для такого применения, но при этом можно легко сделать точно симметричную намотку. Этот тип сердечника имеет коэффициент A_L равный 135. Витки рассчитаны так, как объяснено в разделе 8.2.1. Формула показала значение равное 18 виткам для индуктивности 3.45 μH. После намотки сердечника я уменьшил количество витков до 14, чтобы получить правильное значение. небольшой цифровой LC метр неоценим для выполнения такой работы.

В модели на 80 метров используется сердечник T5-2 (диаметром 0.5 дюйма), намотанный проводом диаметром 0.3 мм. Я свил два параллельных провода, используя ручную дрель (приблизительно 2 - 3 витка на см). Тонкие провода намного легче намотать свитыми, чем параллельными. Потребовалось точно 18 витков, чтобы получить 2.2 μH.

Ферритовый материал не должен быть использован, так как он слишком нестабилен для применения там, где требуется точное и стабильное значение индуктивности. Конденсатор должен быть слюдяным.

На **рис.7.41** показаны гибридные ответвители для 80 и 160 метров. Нагрузочные сопротивления 50 Ом смонтированы внутри небольшой коробки.

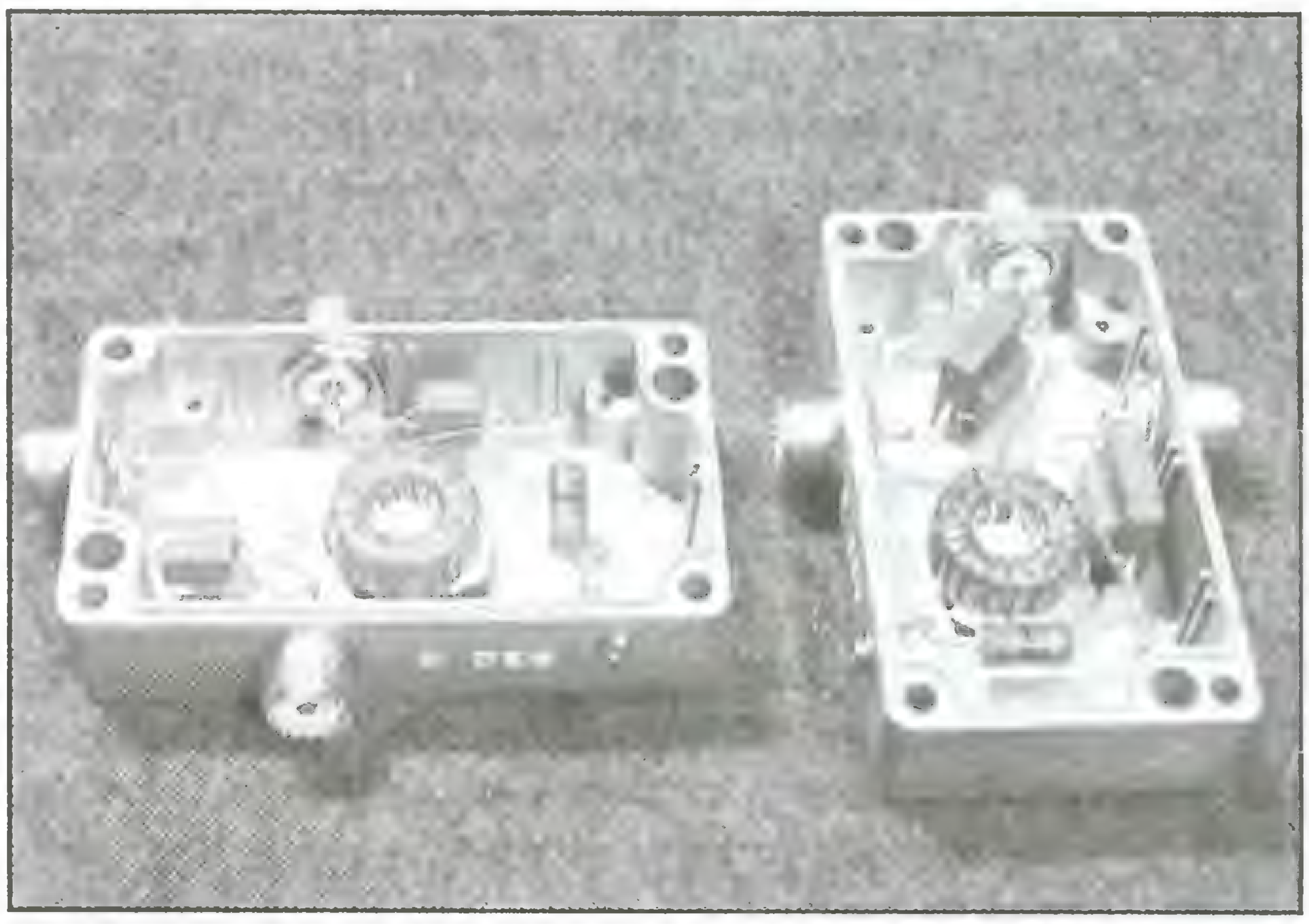


Рис.7.41. Самодельные гибридные ответвители для приема на 80 и 160 метрах. Детальное описание смотри в тексте.

15.3.2. Другие расстояния и фазовые сдвиги.

Если вы не используете гибридный ответвитель, при котором вы вынуждены применять квадратурную схему (разность 90°), то можно испытать другие схемы, так как вы сможете получить необходимый фазовый сдвиг установкой дополнительной длины линии передачи (длина в градусах равна фазовому сдвигу в градусах, при условии, что КСВ в линии передачи равно 1). Используя программы, моделирующие антенны, основанные на NEC2, вы легко сможете поискать варианты и настроить вашу собственную антенную решетку. Небольшие девиации от шахматного расстояния 0.25λ, также как и от разности фаз 90°, могут привести к лучшей направленности, но, обычно, при уменьшении усиления.

На **рис.7.42** показана такая решетка для 160 метров с шахматным расстоянием равным только 32 м при фазовых сдвигах, равных 95°, 105° и 155°. Мы можем сделать вывод, что точный фазовый сдвиг не очень важен и имеет только незначительное влияние на отношение F/B и усиление. Это такие антенные решетки, которые действительно работают и совсем не критичны для получения хороших характеристик.

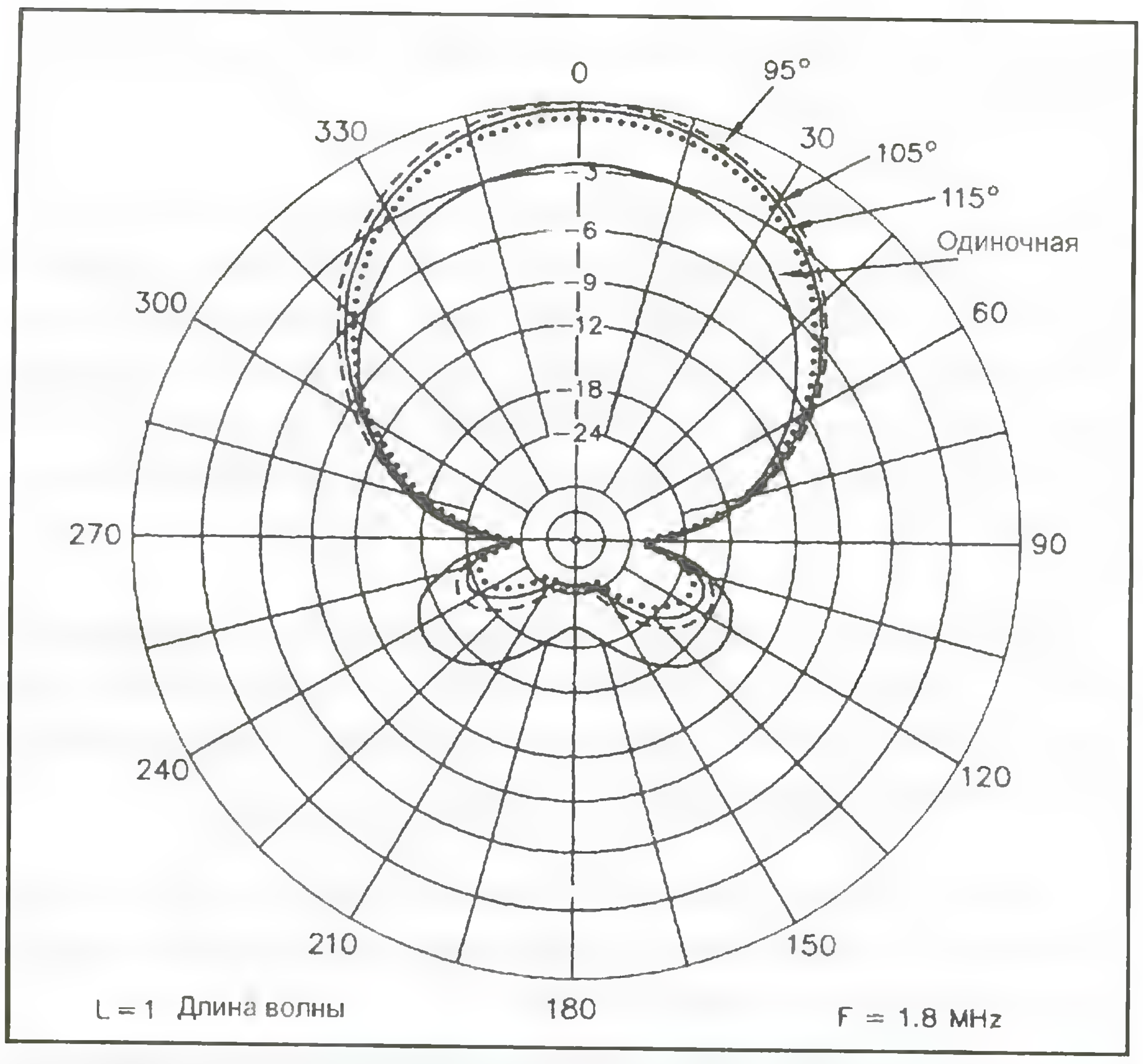


Рис.7.42. Диаграммы направленности 2-х элементной антенной решетки осевого излучения из элементов длиной 160 м при угле места 25° с уменьшенным шахматным расстоянием (32 м вместо 40 м) и различными фазовыми сдвигами (95°, 105° и 155°). Диаграмма одиночной антенны Бевериджа той же длины добавлена для сравнения.

15.3.3. 2-х элементная антенная решетка для 80 метров.

На **рис.7.43A** показаны диаграммы направленности в горизонтальной плоскости для 2-х элементной длиной 166 м антенной решетки продольного излучения (квадратурно возбуждаемой), где для сравнения приведена диаграмма направленности одиночной антенны Бевериджа. Как ожидалось, усиление 3 dB. Одиночная антенна Бевериджа длиной 166 м имеет длину мертвой зоны и таким образом сама имеет очень хорошее отношение F/B.

Антенная решетка добавляет небольшое значение к нему. На **рис.7.43B** мы имеем ту же самую ситуацию при длине 188 м, которая не является длиной мертвой зоны. Как ожидалось, улучшение в отношении F/B в этом случае значительно более существенное.

15.3.4. 2-х элементная антенная решетка из антенн Бевериджа на 160/80 метров.

Если вы хотите сделать антенну Бевериджа, которая бы работала на 80 метрах, а также и на 160 метрах, то вам необходимо пойти на незначительный компромисс. Рассмотрим в качестве примера две сфазированных антенны Бевериджа длиной 168 м.

Оптимизация для 80 метров.

Исходной точкой является схема 80 метровой антенной решетки, что означает шахматное расстояние 20 м (¼λ на 80 метрах). Результаты расчетов для этой антенной решетки показаны на **рис.7.43**. (сдвиг фаз между элементами равен 90°). Проблема для 160 метров заключается в том, что в этой схеме мы имеем шахматное расстояние только 1/8λ. Я пробовал различные фазовые углы: с разностью фаз 135° большой уровень диаграммы сзади, а усиление на 1 dB меньше, чем для одиночной антенны! Возбуждение обоих антенн в фазе дает усиление на 2.5 dB больше усиления одиночной антенны, но без улучшения диаграммы сзади (отношение F/B всегда 30 dB!). Если мы введем разность фаз 90°, , то мы улучшим затухание сзади приблизительно на 10 dB при уменьшении усиления менее, чем на 1 dB. На **рис.7.44** показана эта ситуация.

Оптимизация для 160 метров.

В этом случае разумное шахматное расстояние равно 40 м (¼λ на 160 метрах). Однако, мы можем уменьшить шахматное расстояние с 40 до 30 м без ухудшения чего либо.

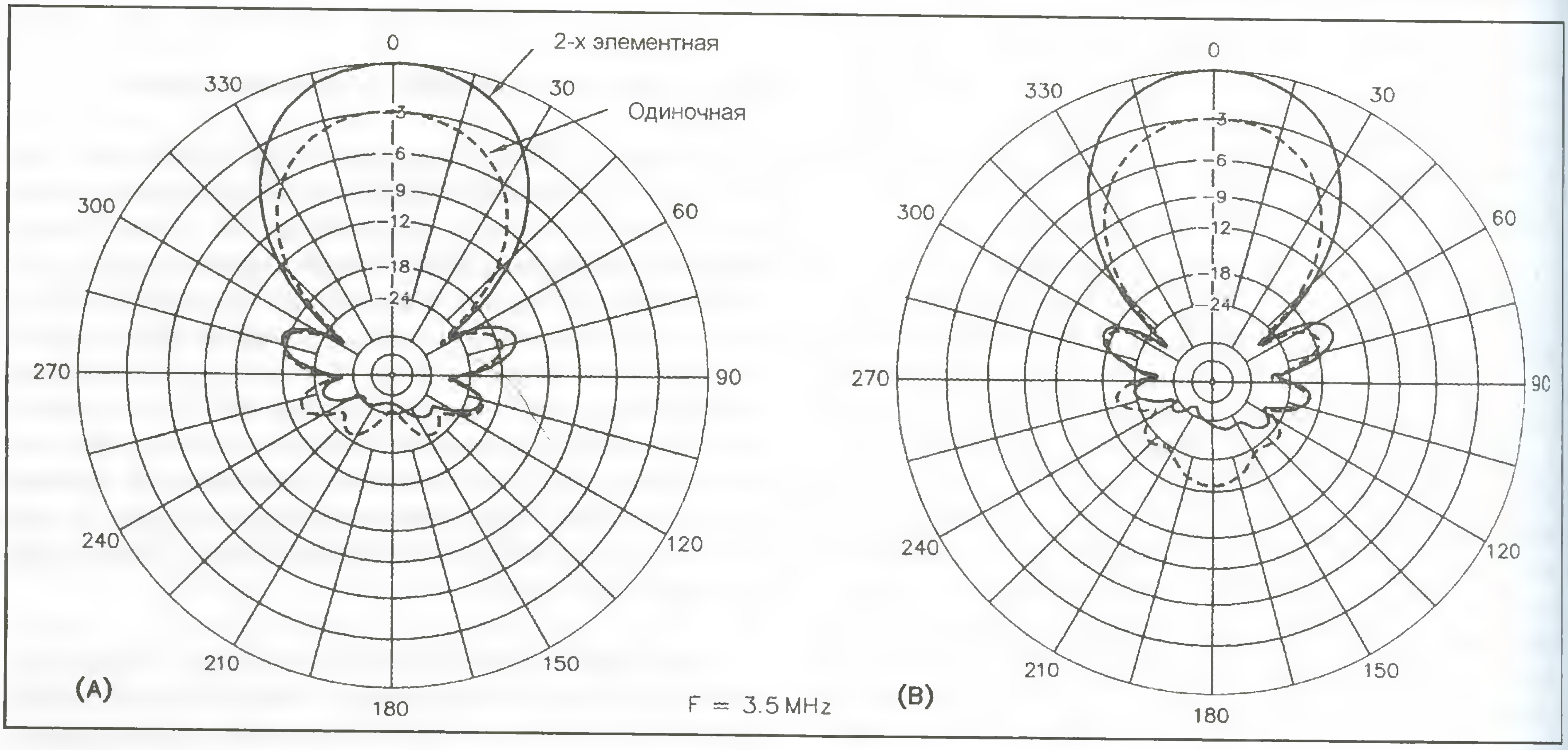


Рис.7.43. На (A), диаграмма направленности одиночной антенны Бевериджа длиной 166 м (длина мертвой зоны) и для 2-х элементной антенной решетки (элементы той же длины) на 80 метрах. На (B), мы имеем то же самое для антенны Бевериджа, которая длиннее на 20 м (длина не равнее длине мертвой зоны). Отметим, что характеристики антенной решетки не пострадали от того, что элементы имеют длину, не равную длине мертвой зоны. Все диаграммы рассчитаны для угла места 25°.

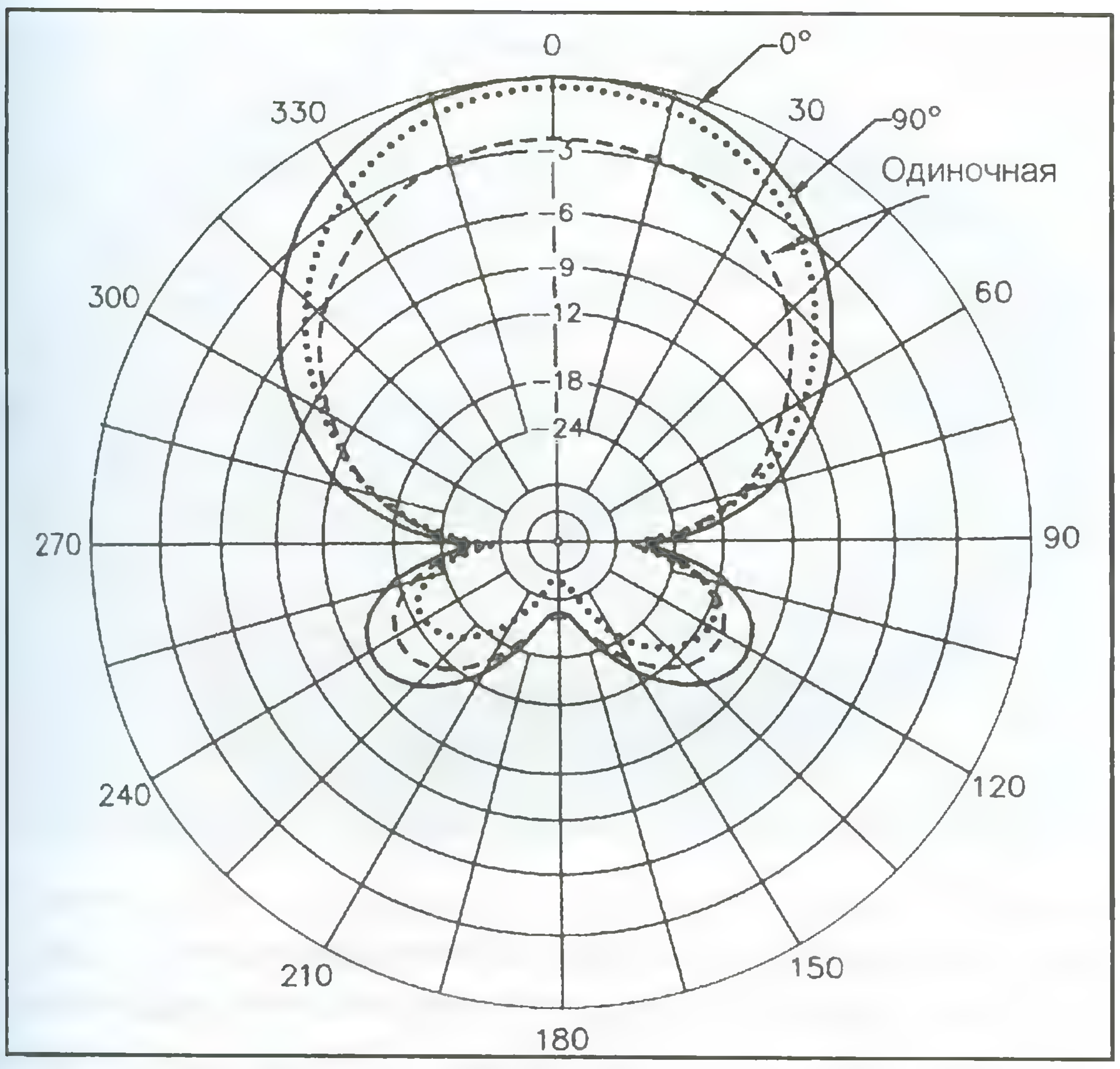


Рис.7.44. Диаграмма направленности 2-х элементной антенной решетки для угла места 25° с шахматным расстоянием 20 м на 160 метрах (детали смотри в тексте).

На **рис.7.45** показаны диаграммы направленности антенной решетки с разностью фаз 90° и шахматным расстоянием 30 м. усиление почти 3 dB относительно одиночной антенны Бевериджа, в то время, как отношение F/B увеличивается приблизительно на 10 dB. Оказалось, что при шахматном расстоянии 30 м на 80 метрах фазовые сдвиги от 90° до 135° дают усиление почти 3 dB относительно одиночного элемента, а также увеличение отношения F/B от 5 до 10 dB. Если мы выберем сдвиг фазы 90°, то мы сможем использовать гибридный ответвитель в качестве системы возбуждения (смотри **рис.7.45**).

Система возбуждения.

Обе, рассмотренные выше конструкции, имеют интересные общие характеристики: элементы возбуждаются в квадратуре, это означает, что мы можем использовать два гибридных ответвителя и линии передачи длиной 0.25 λ (вынужденный ток). Фазированные антенные решетки, вынужденный ток и гибридные ответвители детально рассмотрены в главе 11 (антенные решетки). Система возбуждения показана на **рис.7.46**.

Для системы, оптимизированной на 80 метров, мы можем использовать однородную коаксиальную линию передачи длиной 0.25λ с твердым полиэтиленовым заполнителем для подводки к гибридному ответвителю/блоку переключения, расположенных на половине расстояния между входами двух элементов (линейное расстояние между элементами равно 23 м в случае поперечного разноса на 10 м (две линии передачи длиной 0.25λ с полиэтиленовым изолятором на 80 метрах равны 2 x 13.55 = 27.1 м).

Для системы, оптимизированной на 160 метрах, (шахматное расстояние 30 м) мы можем использовать коаксиальный кабель со вспененным диэлектриком (например, RG-8). Предполагая коэффициент укорочения V_f равным 0.8 для этого кабеля, четверть длины волны в кабеле будет равна 0.8 x 300/(3.65 x 4) = 16.44 м. При поперечном расстоянии 10 м и шахматном продольном расстоянии 30 м расстояние между входными точками двух антенн будет равно 31.62 м, это означает, что мы едва сможем достичь гибридного ответвителя в центре.

При использовании кабеля со вспененным диэлектриком, не надейтесь на опубликованные значения коэффициента замедления. Измерьте четвертьволновую длину (смотри главу 4) электрическим способом!

Два гибридных ответвителя могут быть размещены в одном блоке (смотри **рис.7.47**) вместе с двумя реле, которые переключают диапазоны.

На 160 метрах добавочные длины коаксиальных кабелей добавляются к линиям передачи до достижения (электрической) длины 0.25λ на 160 метрах.

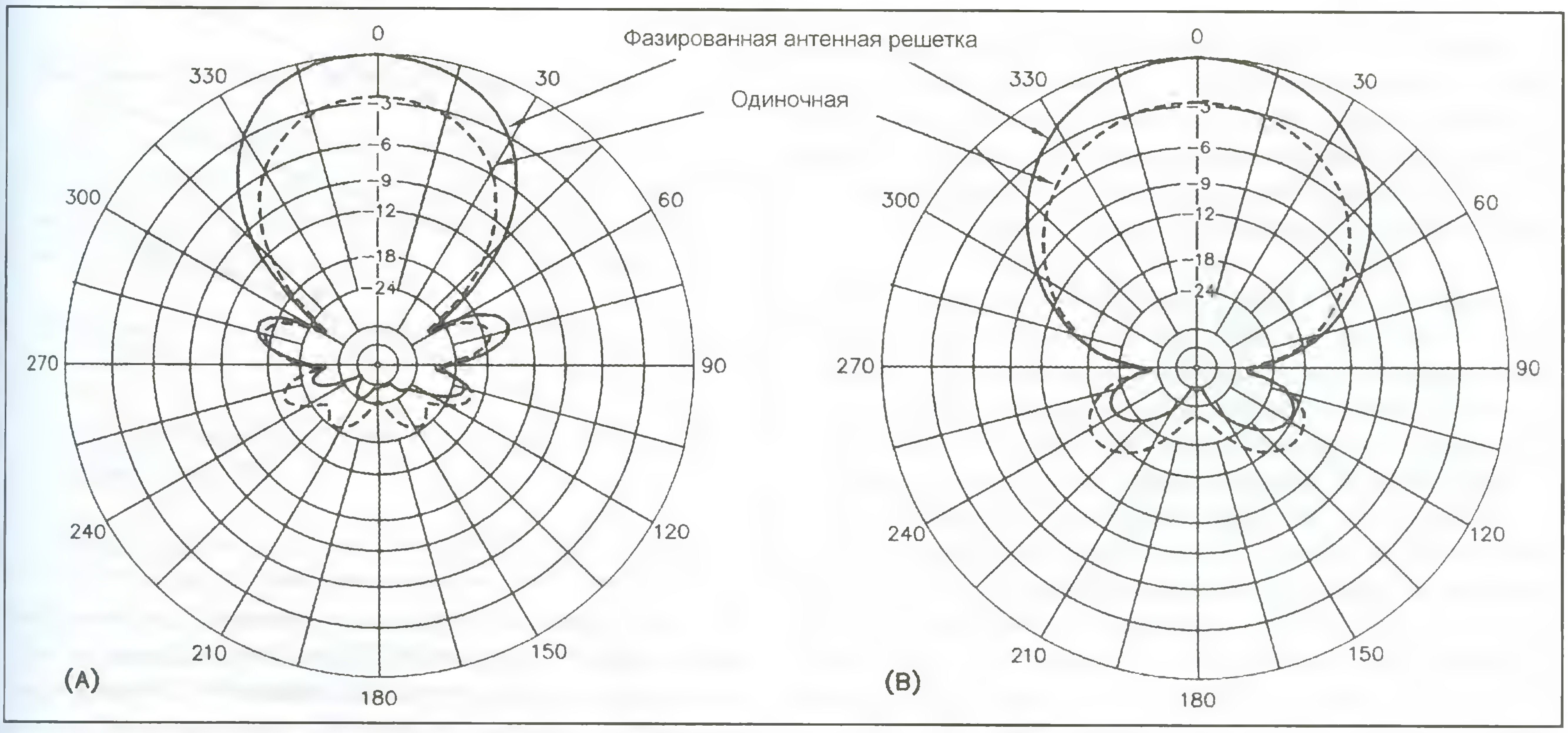


Рис.7.45. На А, диаграмма направленности 2-х элементной антенной решетки из антенн Бевериджа на 80 метрах для угла места 25°. На В, то же самое на 160 метрах. В обоих диапазонах усиление приблизительно 2.5 dB относительно одиночной антенны Бевериджа, в то время, как отношение F/B увеличивается на 5 – 10 dB.

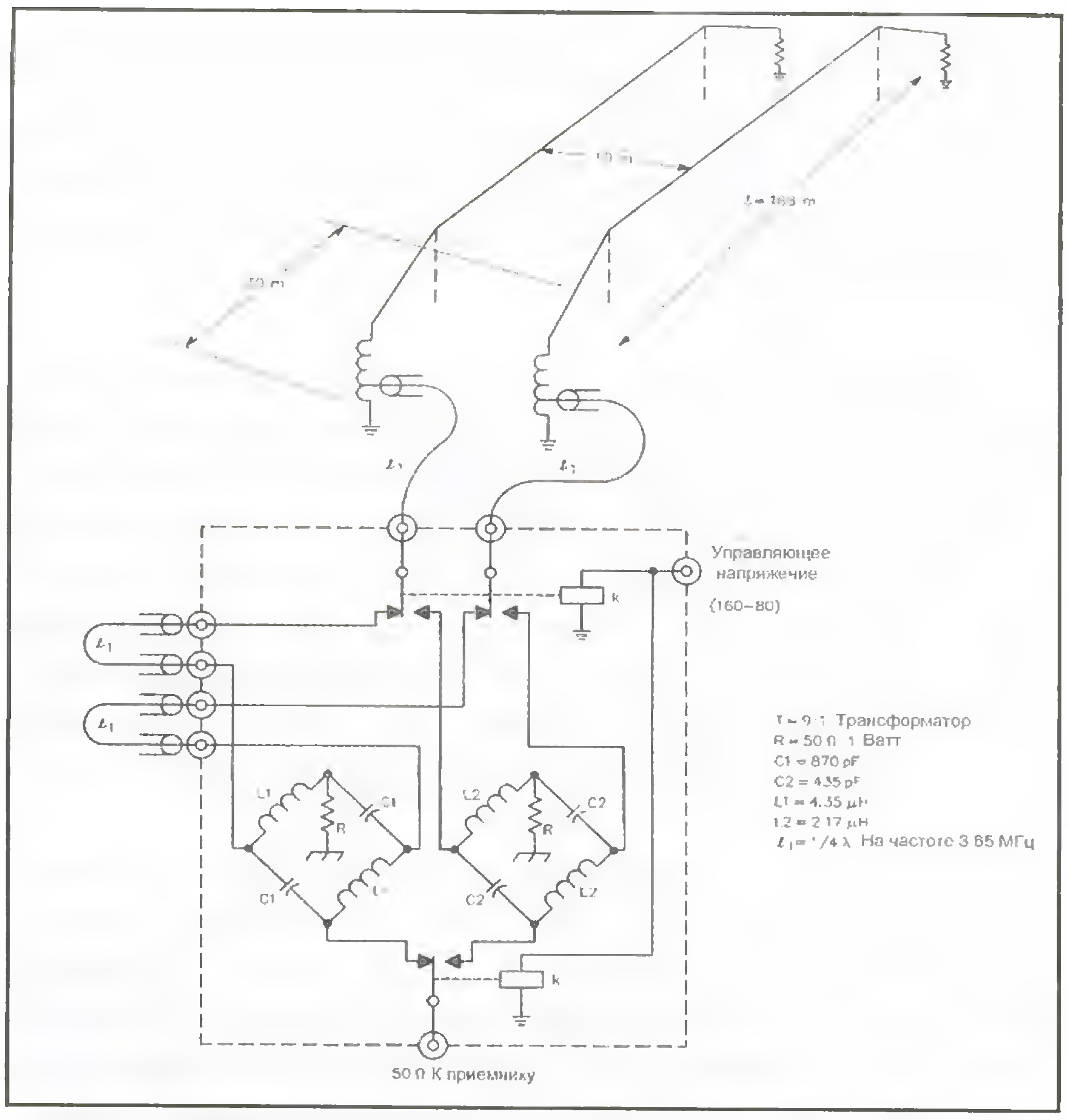


Рис.7.46. Система переключения диапазонов для 2-х элементной антенной решетки на 160/80 метров.

15.4. Трехэлементная антенная решетка Бевериджа осевого излучения.

3-х элементная антенная решетка из антенн Бевериджа похожа на 3-х элементную антенную решетку осевого излучения из вертикальных антенн, использующую биномиальное распределение (смотри главу 11). Биномиальное означает, что центральный элемент возбуждается с удвоенной амплитудой тока по сравнению с внешними элементами. Фазовый сдвиг в квадратуре, что означает с шагом 90°. Общая схема 3х элементной антенной решетки осевого излучения показана на **рис.7.48**.

Антенная решетка на 160 метров.

На **рис.7.47** показана диаграмма направленности антенной решетки, выполненной из элементов длиной 168 м на высоте 2 м при расстоянии между элементами 5 м на 160 метрах. 3-х элементная антенная решетка имеет усиление 1 dB относительно усиления 2-х элементной антенной решетки и добавляется 5 dB в отношение F/R.

Оказалось, что в этой антенной решетке, даже при довольно большом поперечном расстоянии проявляется значительно большая взаимная связь, чем в 2-х элементной антенной решетке. Фактически, лучше возбуждать эту антенную решетку гибридным ответвителем, чем надеяться на длину коаксиального кабеля для обеспечения правильных фазовых сдвигов. Я также анализировал влияние поперечного расстояния на усиление и отношение F/B. На **рис.7.50** показаны диаграммы направленности для различных расстояний. Отметим, что 3-х элементная антенная решетка осевого излучения при поперечном расстоянии 0.5 м эквивалентна по усилению 2-х элементной антенной решетке с расстоянием 2 м, но имеет приблизительно на 6 dB лучшее отношение F/R. Минимальное расстояние, равное высоте антенны над землей кажется подходящим эмпирическим правилом в этом случае.

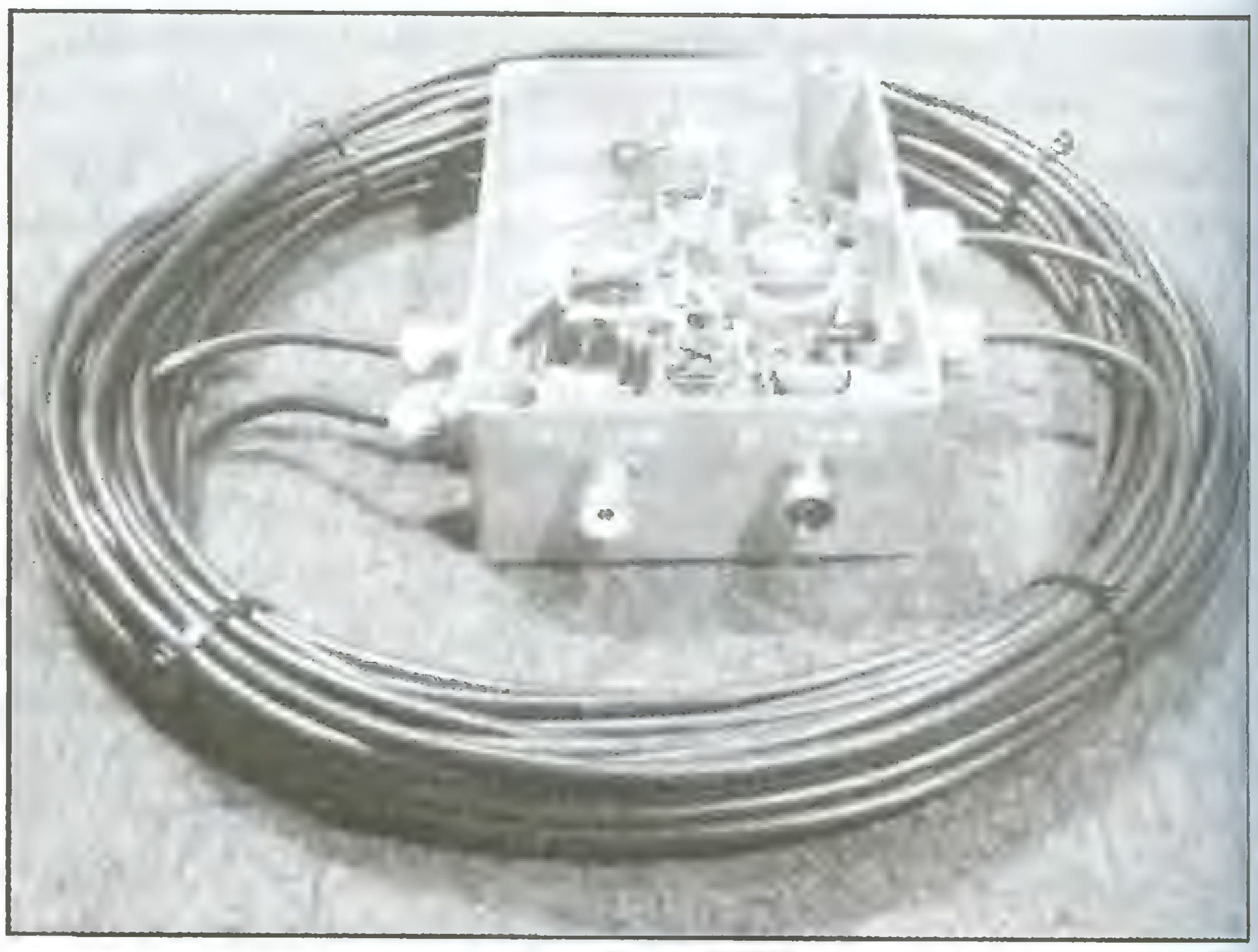


Рис.7.47. Двухдиапазонный гибридный ответвитель и система переключения диапазонов, сделанная автором. Реле для переключения диапазонов может управляться коаксиальным кабелем антенны или отдельным тонким кабелем. Два кабеля RG-58 равны четверти длины волны на 80 метрах и используются для удлинения линий ¼ λ на 80 метрах до линии ¼ λ на 160 метрах.

Антенная решетка на 80 метров.

3-х элементная антенная решетка (также при длине элементов 168 м) рассчитанная для 80 метров имеет диаграмму направленности, которая выглядит очень похожей на диаграмму 3-х элементной Yagi (смотри **рис.7.51**). Увеличение усиления и отношения F/B является незначительным.

Питание антенной решетки.

Эти 3-х элементные антенные решетки должны питаться при помощи гибридного ответвителя. Принцип тот же

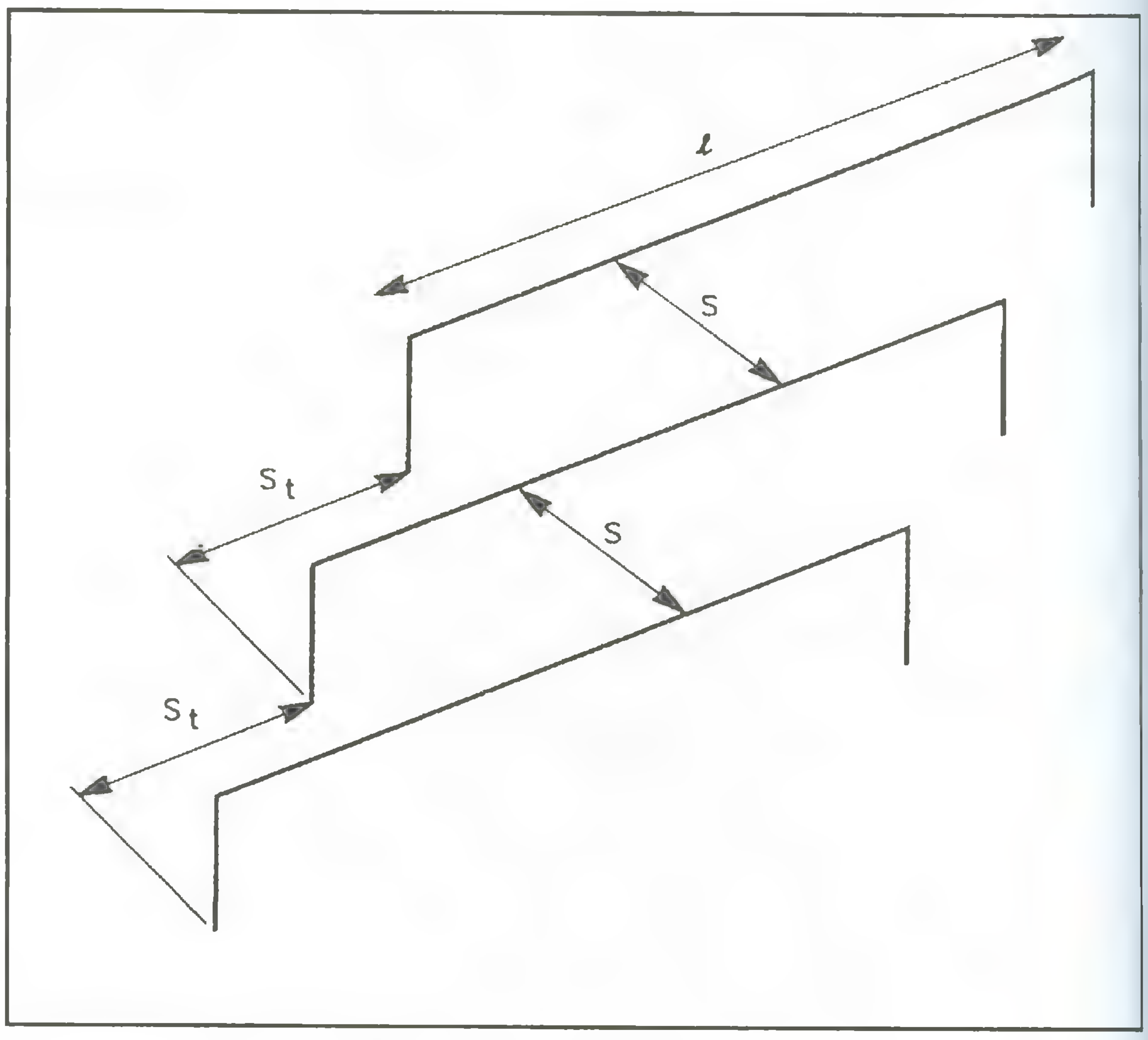


Рис.7.48. Схема 3-х элементной антенной решетки Бевериджа осевого излучения. В большинстве классических схем шахматное расстояние (S_t) равно ¼λ. Элементы возбуждаются с разностью фаз 90°, тогда как центральный элемент возбуждается удвоенным током по сравнению с двумя другими. Для упрощения антенны Бевериджа показаны без наклонных окончаний.

самый, как и для 2-х элементных антенных решеток. Смотри **рис.7.52** для размеров на 160 метрах. Для 80 метров все размеры должны быть поделены пополам. Антенная решетка для 80 и 160 метров может быть выполнена добавлением четвертой антенны Бевериджа между элементами 1 и 2 на 160 метров.

15.5. Заключение по антенным решеткам Бевериджа.

Следующие важные выводы необходимо помнить:

Синфазные антенные решетки (поперечное излучение).

- Очень легко возбуждать.
- Если для вас не важно отношение F/B, то вы можете возбуждать 2 или 3 антенны Бевериджа из одной общей точки (смотри **рис. 7.13**).
- Имеют усиление 3 dB для двух антенн и 4.5 dB для 3-х синфазных антенн Бевериджа.
- Не улучшается отношение F/B (поэтому вы должны использовать элементы, имеющие длину мертвой зоны).
- Ширина диаграммы направленности по уровню 3 dB при близком расположении остается той же самой.
- Ширина диаграммы направленности по уровню 3 dB становится уже, когда расстояние становится больше (смотри таблицу в разделе 15.2).
- При настройке вашей антенны Бевериджа на лучшее отношение F/B, устанавливайте источник сигнала под углом к направлению назад, равном углу места, при котором вы хотите иметь максимальное отношение F/B (например, 25°).

Антенные решетки осевого излучения.

- Отношение F/B антенн Бевериджа длиной, не равной длине мертвой зоны, может быть существенно увеличено (от 10 до 20 dB) при помощи фазирования двух антенн Бевериджа.
- Решетки из антенн Бевериджа увеличивают усиление на 3 dB (2 элемента) или 4 dB (3 элемента).
- Передний лепесток становится уже (увеличивается направленность).
- При фазировке коротких антенн Бевериджа большие углы места не изменяются.
- Длины мертвой зоны не важны для антенных решеток из антенн Бевериджа.
- Разница между 2 и 3-х элементными антенными решетками осевого излучения минимальна.
- 2-х диапазонные 2-х элементные антенные решетки легко конструируются и возбуждаются при помощи двух диапазонного гибридного ответвителя.
- Отличие характеристик между 2 и 3-х элементными антенными решетками минимально и, как правило, усилия не стоят затрат.

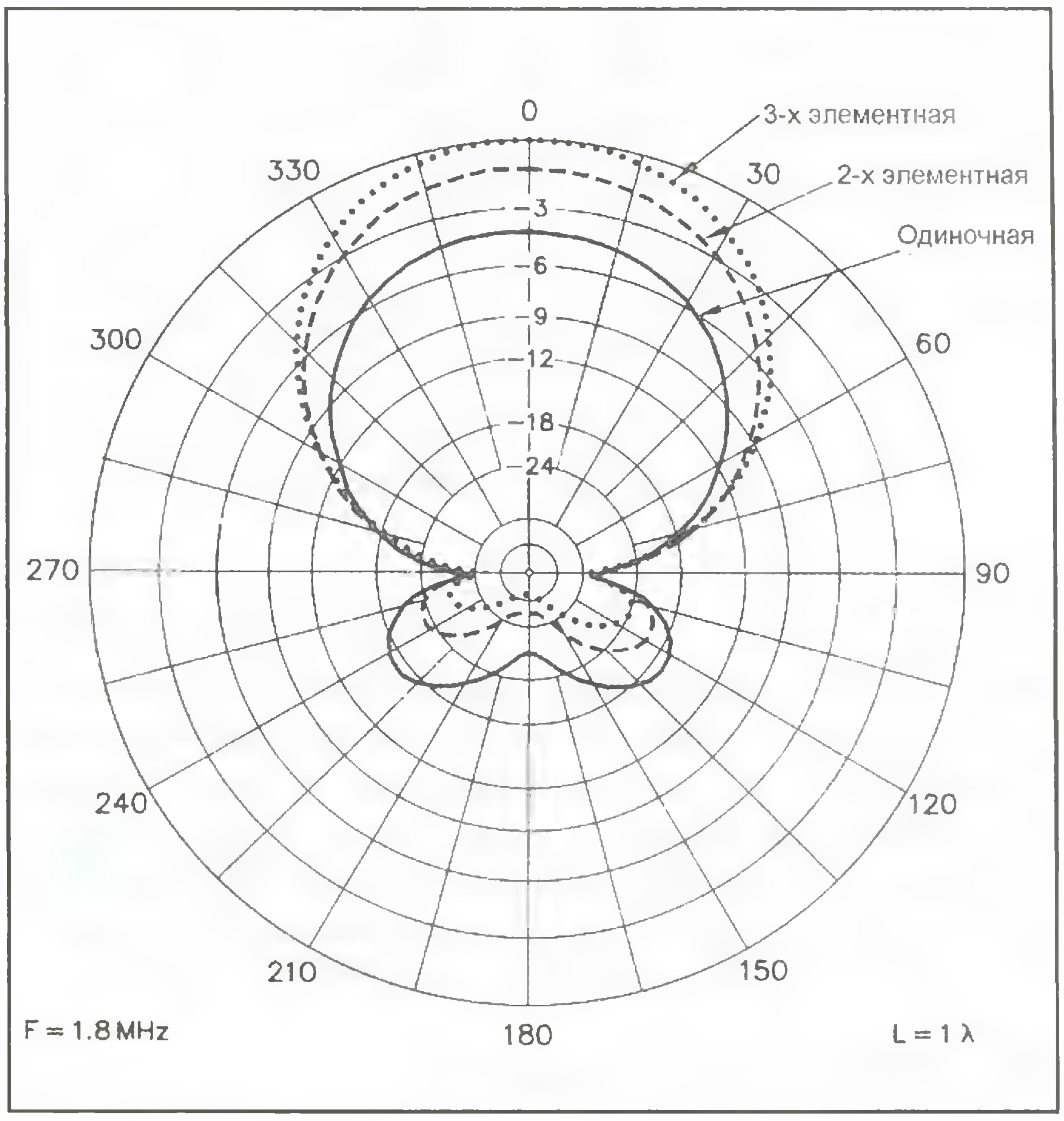


Рис.7.49. Диаграмма направленности 3-х элементной антенной решетки Бевериджа осевого излучения с элементами длиной 168 м. для сравнения приведены диаграммы направленности 2-х элементной антенной решетки и одиночной антенны Бевериджа. Все диаграммы рассчитаны для угла места 25°.

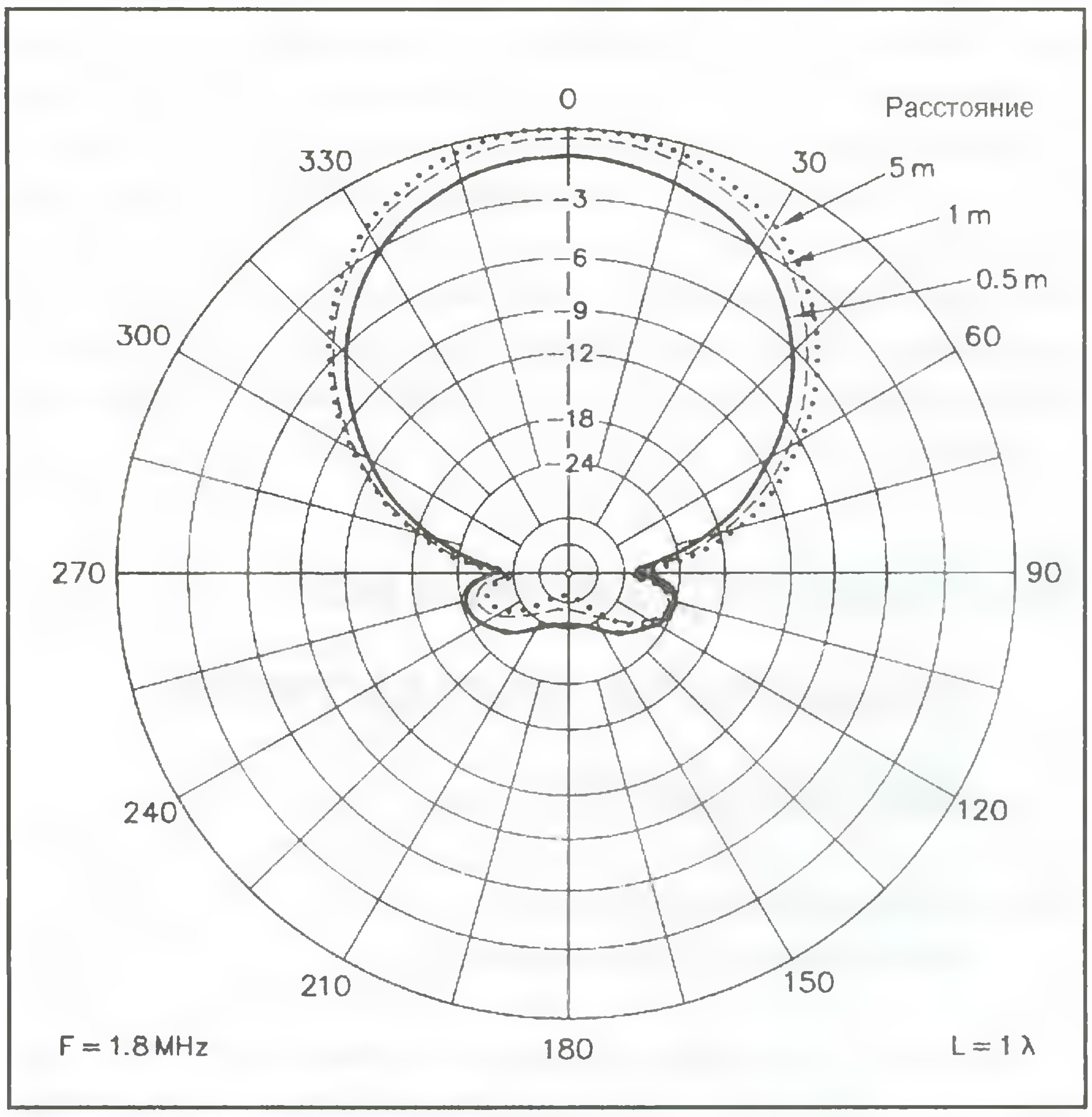


Рис.7.50. Диаграммы направленности (для угла места 25°) 2-х элементной антенной решетки на 160 м при различных поперечных расстояниях.

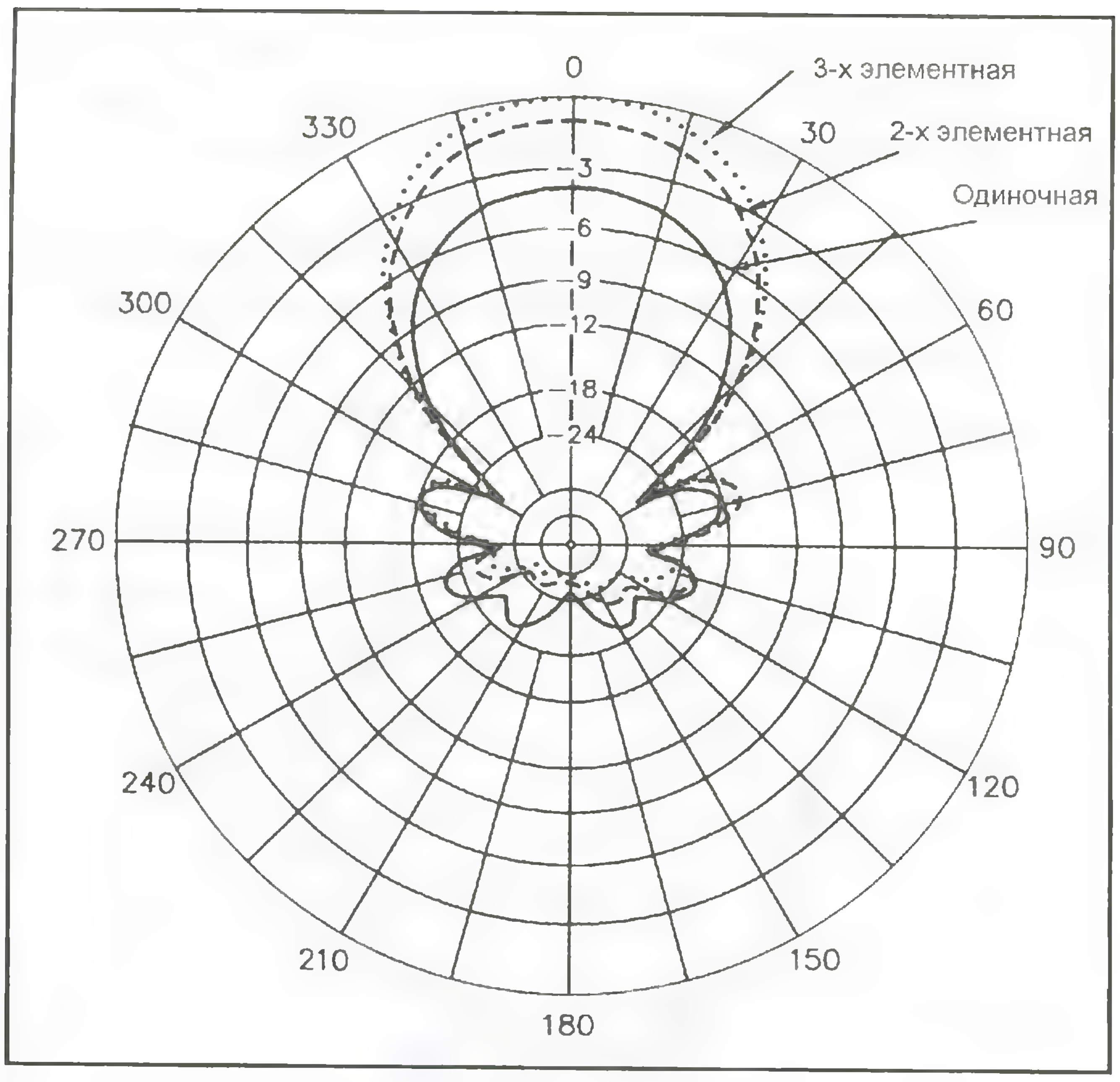


Рис.7.51. Диаграмма направленности на 80 метрах для 3-х элементной антенной решетки осевого излучения при длине элементов 168 м, поперечным расстоянием между элементами 5 м и шахматным расстоянием ¼λ. Диаграммы направленности 2-х элементной антенной решетки и одиночной антенны Бевериджа добавлены для ссылки.

16. Регулируемое фазирование.

В разделе 12.7 я рассматривал принцип управляемой антенны Бевериджа и как шумоподавляющее устройство MFJ может быть использовано для этой цели. Вы можете успешно использовать это устройство для суммирования выходных сигналов 2-х элементной антенной решетки. В этом случае выходные сигналы от двух элементов должны передаваться по отдельным кабелям (предпочтительно равной длины) ко входам основной антенны и шумовой антенны устройства подавления шумов. Устройство предоставляет возможность некоторого управления для дальнейшего уменьшения мешающих сигналов приходящих с заданного направления, по сравнению с фиксированной схемой классической системы возбуждения, которая описана выше.

17. Предварительные усилители для антенн Бевериджа.

17.1. Предварительное усиление, да или нет?

Антенны Бевериджа относятся к антеннам с небольшим усилением, создающие выходные сигналы, которые на 5 - 15 dB меньше сигналов вертикальных передающих антенн. Другие приемные антенны такие, как описанные в разделах 20, 21, 22 и 23, могут иметь выходные сигналы на 30 dB больше!

Если вы хотите увидеть на своем S – метре при использовании антенны Бевериджа броски стрелки до уровня приема на вашу передающую антенну, то вам, очевидно, необходим предварительный усилитель с усилением от 5 до 15 dB. К счастью, мы не слушаем (обычно) глазами.

Есть следующее простое правило: если при приеме на антенну (приемную) вы можете различить диапазонный шум (внешний) над внутренним шумом, то вы в хорошей форме и вам не нужен предварительный усилитель. Проблема заключается в отношении сигнал/шум.

Как правило, вы должны поддерживать уровень сигнала как можно меньше, чтобы предупредить появление интермодуляции и перегрузки. Это объясняет, почему наши приемники имеют входной аттенюатор, а также коммутируемый предварительный усилитель (в ВЧ оборудовании).

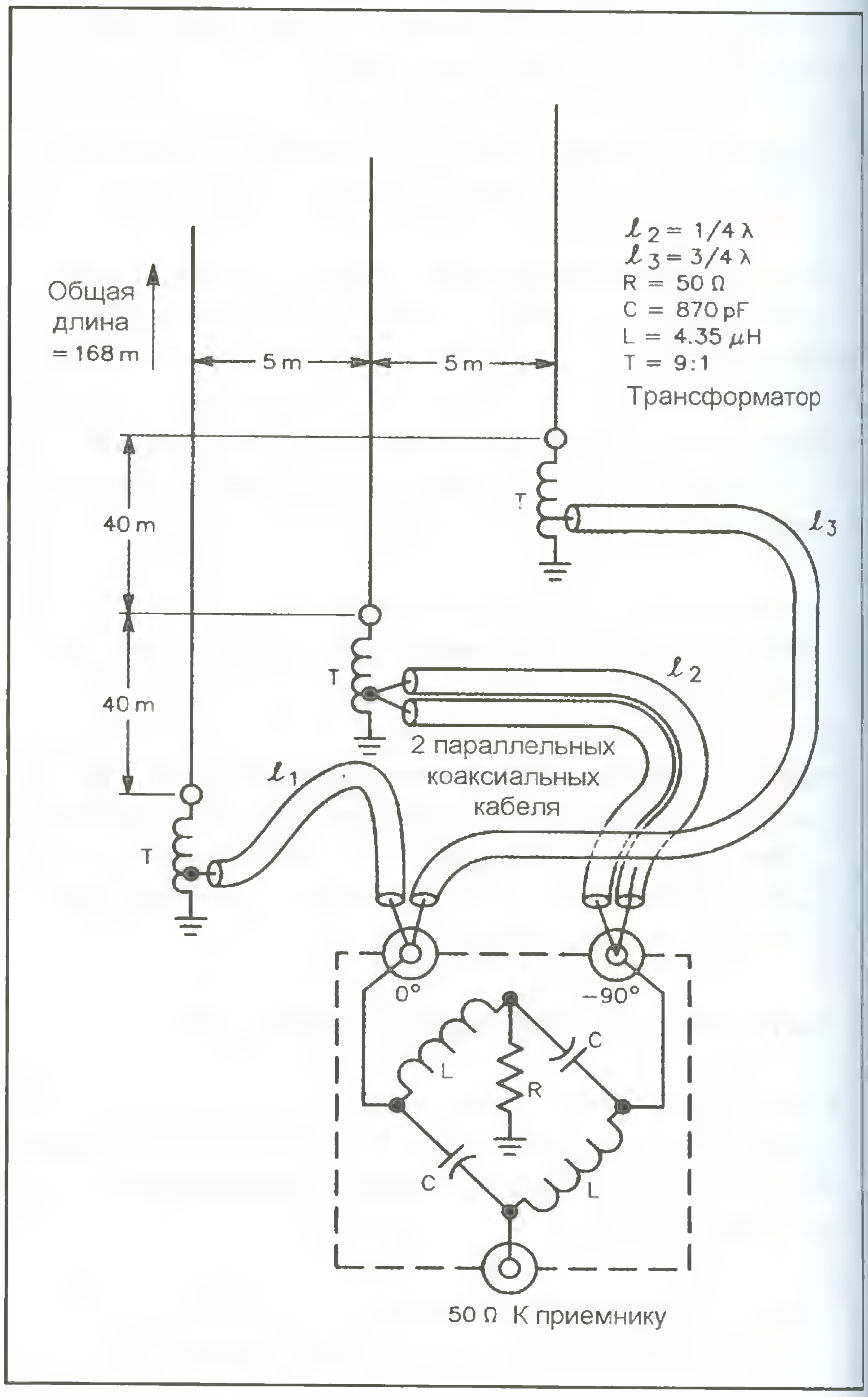


Рис.7.52. Система питания 3-х элементной антенной решетки осевого излучения на 160 метров. Длина коаксиального кабеля l_3 состоит из секции вынужденного тока длиной ¼λ, следующей за 180° фазирующей линией, делающей ее длину равной ¾ λ. l_2 выполнена из 2-х параллельных линий длиной ¼λ (создается волновое сопротивление 25 Ом), чтобы «подать» удвоенный ток в центральный элемент. При использовании стандартного коаксиального кабеля с твердым диэлектриком (например, RG-58) длина линий будет равна: $l_1 = l_2$ = 27.03 м и l_3 = 81.09 м. для 80 метров все размеры должны быть поделены на 2.

Предварительный усилитель усиливает все, что подается на его вход: сигналы, а также шумы! Так как вопрос разборчивости является вопросом отношения сигнал/шум, то предварительный усилитель должен использоваться только в следующих случаях:

- Приемник имеет высокий уровень шумов: В этом случае предварительный усилитель может располагаться прямо перед приемником. Однако, оказывается, что большинство приемников имеют коэффициент шума от 5 до 10 dB в длинноволновом диапазоне, это означает, что чувствительность вполне достаточная (смотри главу 3, рис.3.2) почти для всех условий.

- Линия передачи к антенне Бевериджа имеет потери и длинная: При таких условиях нередко во время сумерек шумы антенны падают до такого низкого уровня, что шумы приемника становятся больше шумов антенны. В этих условиях усиление 10 dB предварительного усилителя может оказаться желанной помощью. В этом случае предварительный усилитель должен быть расположен у антенны, а не у приемника, для того, чтобы компенсировать потери в длинной линии передачи. Кабель RG-58 длиной 300 м имеет приблизительно 5 dB потерь на 160 метрах и 7.5 dB на 80 метрах. Это недопустимо и 10 dB усиления предварительного усилителя у приемной антенны будет хорошим решением. Если вы используете линию передачи с небольшими потерями такую, как коаксиальный кабель CATV $^5/_8$ дюйма, то 300 м такого кабеля дадут вам приблизительно 0.5 dB потерь на 160 метрах и 0.75 dB на 80 метрах. В этих условиях удаленный предварительный усилитель не стоит затрат.

- Компенсация вносимых потерь хорошего полосового фильтра или фильтра помех от радиовещательных станций: Такие фильтры часто имеют вносимые потери от 5 до 10 dB, которые вам необходимо компенсировать. В мои схемы антенн Бевериджа я включал одно время селективные предварительные усилители с усилением 10 dB, но потом я убрал их, так как они никогда ничего не усиливали. Все мои антенны Бевериджа питались при помощи жесткого коаксиального кабеля $^5/_8$ дюйма (некоторые из линий имели длину более 300 м), так что потери в линии были пренебрежимо малы.

В радиорубке я мог использовать предварительный усилитель преселектор (много полосный) Braun SWF 1-40, который может давать усиление более 8 dB при небольшой селективности (смотри **рис.3.14** в главе 3), если необходимо.

Для антенн с выходным сигналом от -15 до -30 dB предварительный усилитель должен быть.

17.2. Самодельные усилители.

Прекрасные предварительные усилители для этих целей описаны в литературе [257, 267, 1232, 1251, 1254 и 1256]. Предварительный усилитель KD9SV [1251] имеет отличную репутацию и состоит из доступных комплектующих (как для 160, так и для 80 метров). Детали посмотрите на Web странице: **http://home1.gte.net/crlewis/160PREAMP.HTM**.

На **рис.7.53** показано устройство, собранное из комплектующих.

Ненастраиваемые предварительные усилители, использующие монолитные СВЧ ИС не являются хорошим выбором. Они имеют плохие интермодуляционные характеристики, а также при четных гармонических искажениях. Они имеют фиксированное усиление, которое, так или иначе, обычно слишком завышенное. Последнее, но не менее важное, они плохо выносят эксплуатацию с нарушением правил.

17.3. Коммерческие предложения.

Промышленно устройства производятся фирмами: Ameco, ZJ Electrjnics (K2ZJ), Ramsey, Ten-Tec, Palomar, ICE, Mini Circuits, Advanced Receiver Research и Braun (Германия).

18. Характеристика антенны Бевериджа.

Я использую антенны Бевериджа с 1968 года. Для меня антенны Бевериджа, несомненно, были ключом к работе на 80 метрах с последними 50 государствами. Если говорить о 160 метрах, то я не представляю, что бы я делал без них.

Я постоянно использую антенны Бевериджа на 80 и 160 метрах. К сожаления, я демонтирую большинство из моих антенн Бевериджа в летнее время, которое было для меня «выключенным временем» в длинноволновом диапазоне, временем путешествия верхом на велосипеде, пока я не обнаружил EWE, рамку K9AY и, особенно, вращаемую 2-х элементную антенную решетку осевого излучения.

Зимой я устанавливаю 12 антенн Бевериджа, длиной от 180 до 300 м. во всех случаях длинные антенны лучше коротких. Некоторые говорят, что антенны Бевериджа длиной 300 м слишком длинные. Я решительно заявляю, что это неправда, не на 80 метрах, не на 160 метрах. Конечно, если вы имеете только 300 м антенны Бевериджа, то вам надо 10 или 12 антенн Бевериджа, чтобы охватить равномерно все направления.

Некоторые доказывают, что их 4-х элементные квадратные антенные решетки слышат лучше, чем их антенны Бевериджа. Антенна Бевериджа длиной по крайней мере 1λ имеет более узкую диаграмму направленности, чем 4-х элементная квадратная антенная решетка. Если она правильно сделана и имеет длину мертвой зоны, то ее отношение F/B может быть таким же, как и для идеальной 4-х элементной квадратной антенной решетки. Отношение F/B хорошо сконструированной антенны Бевериджа всегда лучше, чем отношение F/B 4-х элементной квадратной антенной решетки (смотри также раздел 26.2).

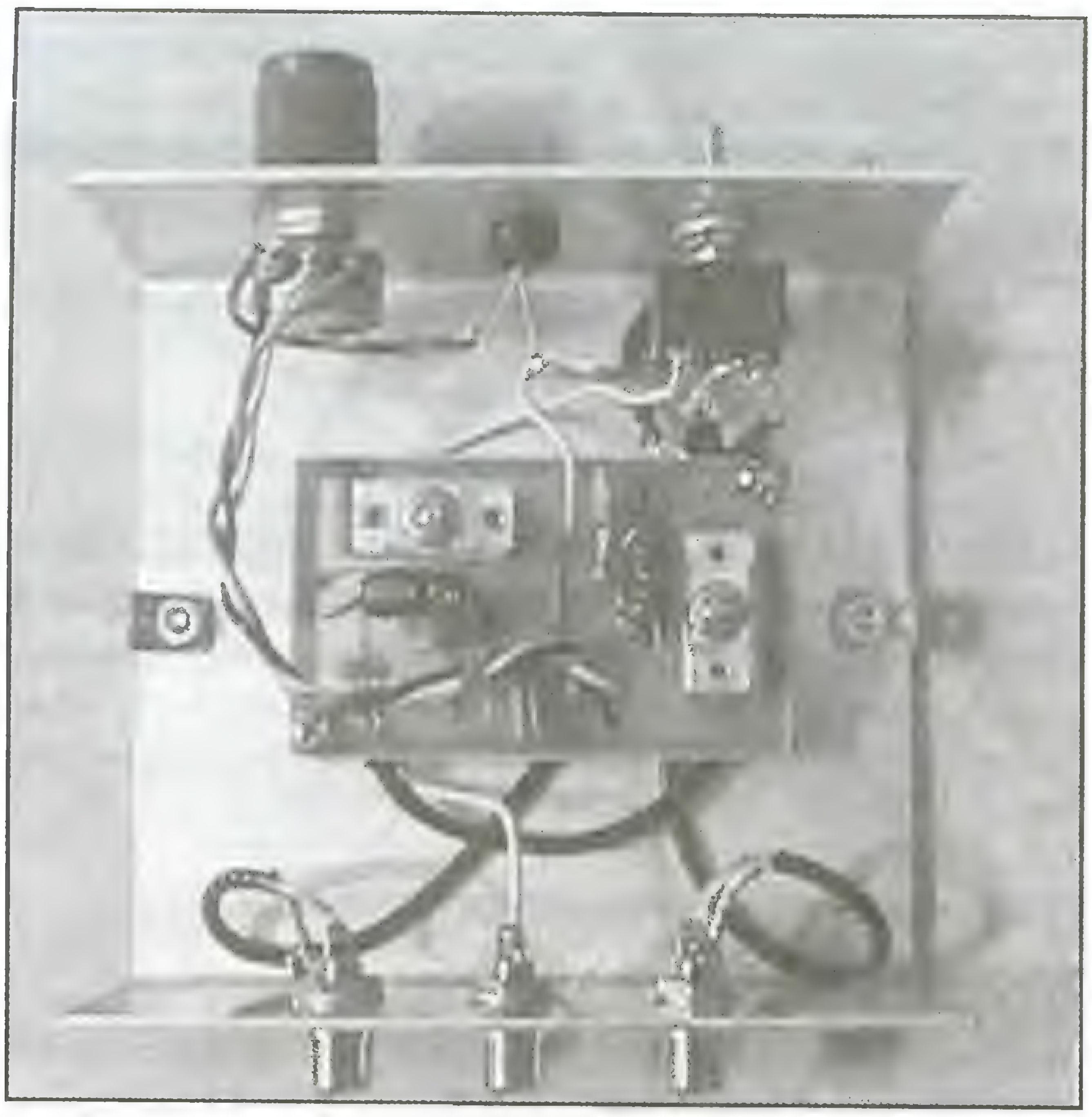


Рис.7.53. Популярный предварительный усилитель KD9SV на 160 и 80 метров, состоящий из доступных комплектующих.

Единственно, когда 4-х элементная квадратная антенная решетка может принимать лучше, чем хорошая антенна Бевериджа, это когда сигналы экстремально слабые или шумы очень небольшие. В таком случае это скорее вопрос общего усиления, чем отношения сигнал/шум. Однако, это довольно редкая ситуация на 80 или 160 метрах. Длинные антенны Бевериджа (2 или 3 λ длиной) всегда принимают лучше, чем 4-х элементные квадратные антенные решетки, когда существует большой уровень шумов.

Радиолюбителям, которые попали в ситуацию, где их 4-хэлементные квадратные антенные решетки слышат также хорошо или лучше, посчастливилось жить в очень тихой местности, или, вероятно, их антенны Бевериджа не правильно работают или слишком короткие. Действительно, «короткая» антенна Бевериджа длиной 100 м не является на самом деле антенной Бевериджа на 160 метров!

Посмотрите на результаты лучших любителей дальней связи, показанные в главе 2. Отметьте для себя, как много пользователей 4-х элементных квадратных антенных решеток используют также антенны Бевериджа. Эти результаты говорят сами за себя.

Заключение K4ISV «Можете ли вы представить себе рыбака, рыбачащего только с одной наживкой?», конечно, имеет большой смысл. Но мне хотелось бы тотчас добавить, что если вы хотите иметь много антенн, то убедитесь, что они не связаны одна с другой или вы вообще будете иметь неуправляемые условия, где может случиться все.

В главе 1 я обратил внимание на довольно обычный феномен распространения под большими углами до захода солнца и перед восходом солнца. При этих условиях низкие диполи превосходят (длинные) антенны Бевериджа, поскольку это их углы излучения. Низкие диполи являются полезным оружием в галереи вашего вооружения.

Like Frank, W3LPL, сказал:
«Вы никогда не будете иметь слишком много антенн».

Особые слова об антенных решетках из антенн Бевериджа: Единственный способ проверить 2-х или 3-х элементные антенные решетки - это иметь поблизости одиночную антенну той же длины. Я видел достаточно много впечатляющих усовершенствований, уменьшающих одинаковые сигналы обычно сзади с уровня S7 до S1или меньше! Просто удивительно.

19. Антенны, полученные из антенн Бевериджа.

19.1. Миниатюрная антенна Бевериджа.

Carl, K1MN, пытался объяснить мне, что такое миниатюрная антенна Бевериджа. По видимому, это детская игрушка, но я до сих пор не знаю, как дети играют с нею.... Во всяком случае, похоже, теперь также с нею играют коротковолновики.

«Она представляет собой непрерывно намотанную катушку диаметром примерно 7 см и около 90 витков в каждой. Я смотрю на нее, как на спиральную антенну Бевериджа, которая имеет очень низкий уровень наводимых шумов и , тем не менее, очень эффективна по сравнению с обычной антенной Бевериджа».

Хотя Carl не объявил себя «изобретателем» миниатюрной антенны, он сказал, что первоначальное использование относится к 1985 году и начиналось больше, как забавный случай, а на выводы он отважился «после полуночного» круглого SSB стола на 160 метрах. В тоже самое время, он объявил, что миниатюрная антенна эквивалентна антенне Бевериджа в 1.5, 2 раза более длинной.

Он использовал вариант диаметром 7 см (из имеющегося в наличии у K1MN) и соединил 5 из них последовательно, растянув их до достижения общей длины приблизительно в 53 м. При этом получилось 8 витков на метр, что дает, согласно Carl, коэффициент замедления (V_p) равный 0.58. Коэффициент V_p, равный 0.5, означает, что волна распространяется со скоростью, равной половине скорости света, так что антенна кажется в два раза длиннее, чем ее физическая длина. Коэффициент V_p, равный 0.58, означает, что миниатюрная антенна длиной 55 м имеет электрическую длину 95 м (что, обычно, слишком много, чтобы быть длиной мертвой зоны, равной ½λ).

Очевидно, то, что нам нужно это направленность или, в особенности, отношение F/B. мы знаем, что длины метровой зоны (кратная электрической длине 0.5 λ) дают наилучшее отношение F/B. Минимальная длина антенны Бевериджа, дающая «нуль» в заднем направлении, равна ½λ (электрически). Это означает, что миниатюрная антенна, будучи короче, чем ½ λ должна быть нагружена (электрически удлинена), чтобы достичь длины ½λ. Половина длины волны на частоте 1.83 МГц (в свободном пространстве) равна 82 м. это означает, что если мы хотим получить электрическую длину ½ λ (длину мертвой зоны), мы должны иметь V_p равный 53/82 = 0.65 (при нулевом угле места).

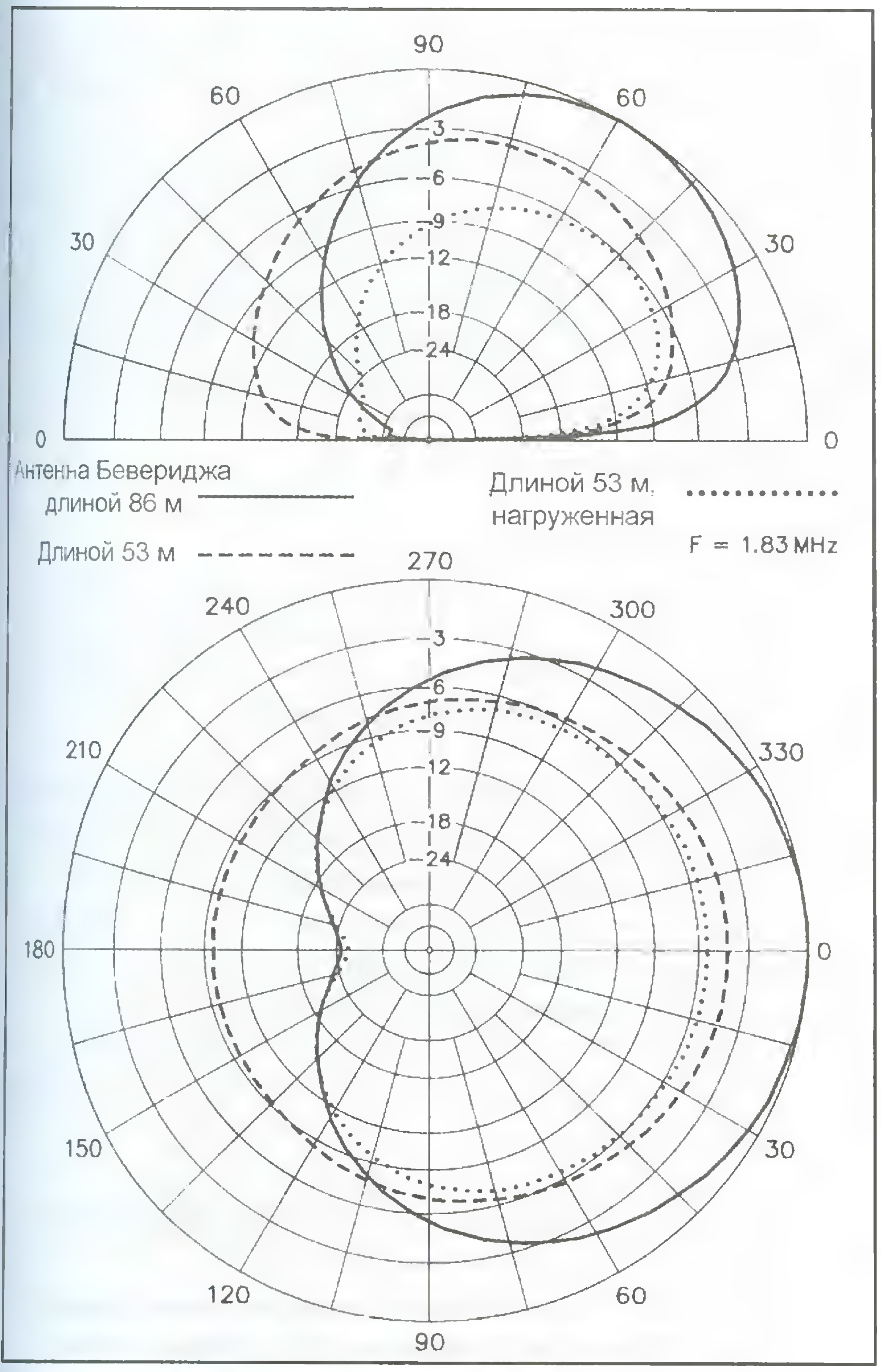


Рис.7.54. **Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях (при угле места 30°) нагруженной короткой антенны Бевериджа (миниатюрной) в сравнении с диаграммами направленности антенны Бевериджа длиной ½λ и ненагруженной короткой антенны Бевериджа.**

Проанализируем и сравним две «реальных» антенны Бевериджа:

- Антенну Бевериджа длиной ½ λ.

- Антенну Бевериджа длиной 53 м (ненагруженную).

На **рис.7.54** показаны диаграммы направленности (в вертикальной и горизонтальной плоскостях при угле места 30°) этих коротких антенн Бевериджа. Как я и говорил ранее, они действительно слишком короткие, чтобы иметь возможности, присущие антеннам Бевериджа. Рекомендуемая минимальная длина равна 1λ. Однако, если вы ограничены пространством, короткая антенна будет лучше, чем никакая. Антенна Бевериджа длиной ½λ имеет усиление приблизительно -14 dBi над хорошей землей (смотри также **рис.7.7**) и отношение F/B, равное 25 dB. Ненагруженная антенна Бевериджа имеет усиление на 4 dB меньше и отношение F/B только 6 dB.

В принципе можно получить лучшую направленность в коротких антеннах, на фазовая задержка и распределение тока вдоль провода при этом должны быть скорректированы.

Если теперь мы правильно нагрузим короткую антенну Бевериджа длиной 53 м, так что она будет иметь электрическую длину 180°, то мы снова получим хорошее отношение F/B. Это может быть достигнуто выполнением антенны Бевериджа в виде одной длинной катушки (миниатюрная антенна) или, напротив, регулярной установкой катушек (через небольшие расстояния). Третья диаграмма направленности, показанная на **рис.7.54**, была получена при установке 10 катушек, равномерно расположенных вдоль короткой антенны Бевериджа длиной 53 м. Эти катушки были сделаны для получения максимально возможного отношения F/B. На **рис.7.55** показана схема антенны (из программы EZNEC).

Отметим, что как сказано в разделе 3.2 (и на **рис.7.2**), я всегда использую два провода длиной 0.25 λ (в линию) в качестве окончаний антенны. Реактивное сопротивление каждой из этих катушек было 165 Ом (они равны 14.3μ*H* на 160 метрах. Сопротивление антенны равно 500 Ом и она была нагружена на сопротивление 500 Ом. Все модели расположены на высоте 2 м.

Нагрузкой провода получено отношение F/B, которое такое же хорошее, как и у полноразмерной антенны длиной ½ λ, но можно отметить потери приблизительно 5 dB. Вместо нагрузки антенны Бевериджа дискретными катушками каждые 5 м, мы можем «распределить» индуктивность, как это сделано в миниатюрной антенне. Конечно, возникнет вопрос: «Как сильно должна быть натянута миниатюрная антенна?» Так как мы охотимся за электрической длиной, которая даст наилучшее отношение F/B, то лучшим решением этой проблемы является установка небольшого источника сигнала в линию с антенной (под углом сзади антенны) и регулировка натяжения миниатюрной антенны, пока не получим наилучшее отношение F/B (приблизительно 25 dB).

Если мы хотим использовать миниатюрные антенны, то какой длины они должны быть? Tom, W8JI, измерил миниатюрную антенну на 160 метрах и рассчитал соотношение между скоростью распространения и отношением шага катушки к ее диаметру (смотри **рис.7.56**) для 160 метров.

В вышеприведенном примере мы имели коэффициент V_P равный 0.65, что в соответствии с рисунком дает нам отношение шага к диаметру 1.1. Для миниатюрной антенны диаметром 7 см это означает 1 шаг каждые 7.7 см. для полной длины антенны, равно 53 м, это составляет 5300/7.7 = 688 витков. Каждая секция имеет 85 витков, так что нам потребуется 8 секций миниатюрной антенны.

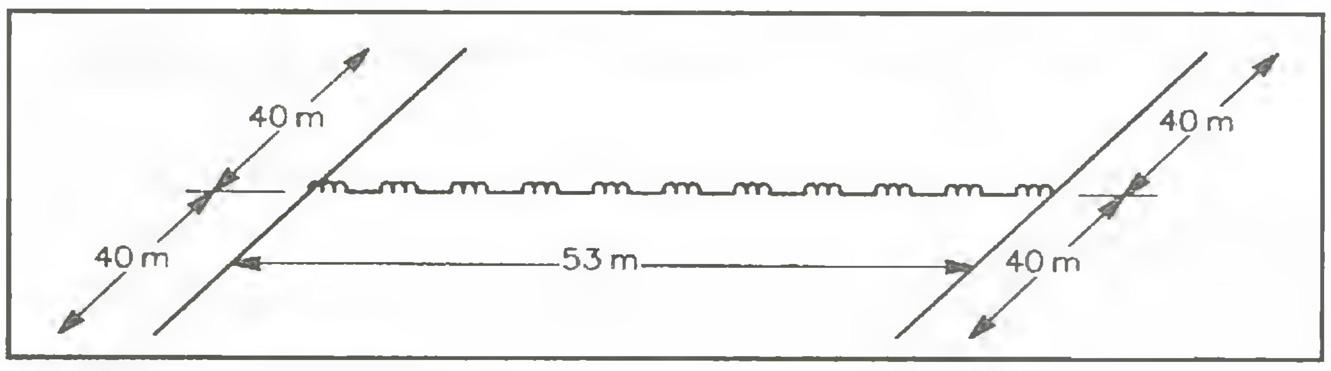


Рис.7.55. Вид модели, использованной для вычисления влияния нагрузки на антенну Бевериджа. Непрерывная нагрузка была смоделирована использованием 10 катушек, равномерно расположенных вдоль длины короткой антенны Бевериджа. Провода длиной 40 м на обоих концах антенны являются четвертьволновыми окончаниями.

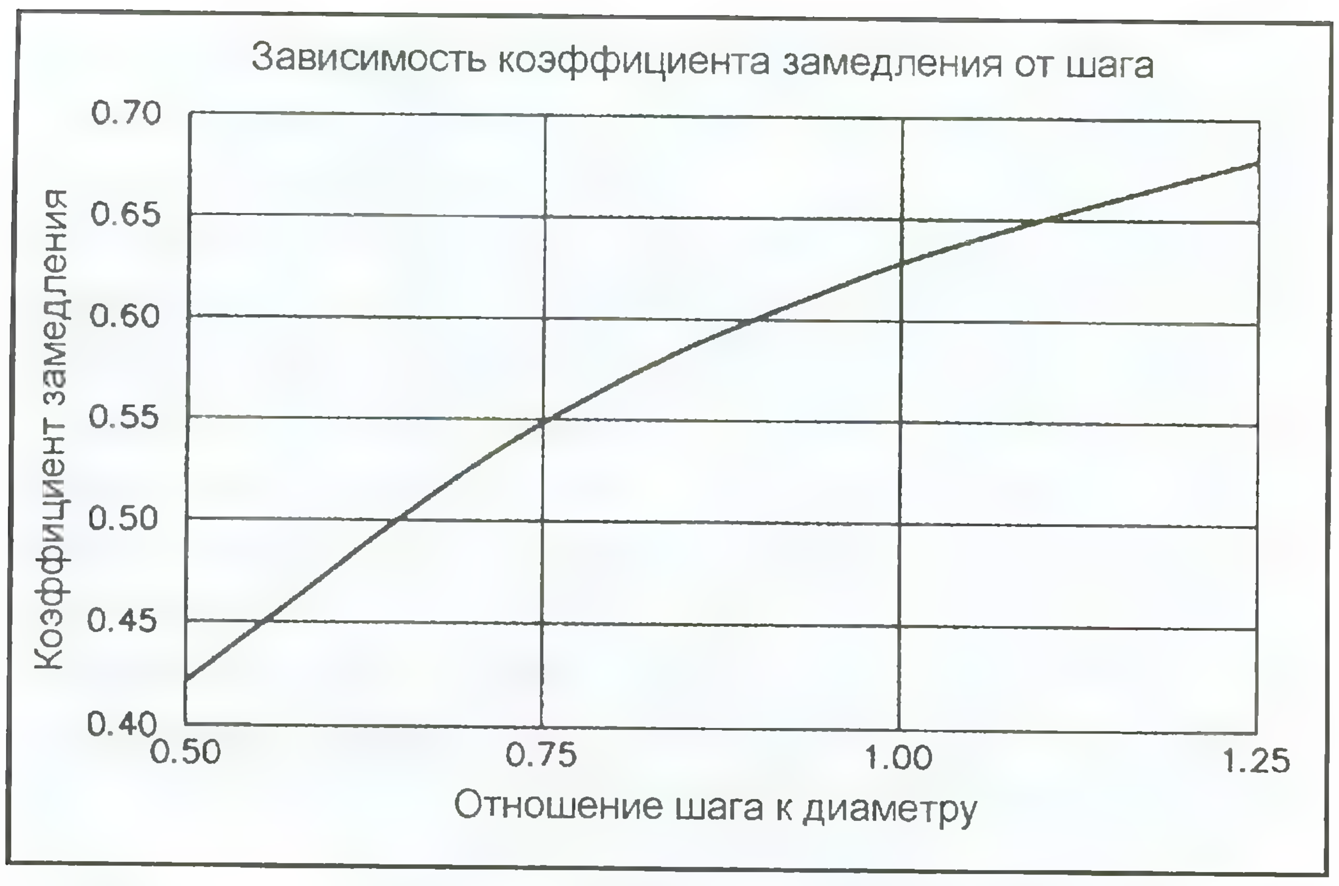


Рис.7.56. Скорость распространения для 160 метров в виде функции отношения шага к диаметру миниатюрной антенны.

Отметим, что этот принцип может быть использован для электрического удлинения «длинной» антенны Бевериджа, чтобы получить длину мертвой зоны. На **рис.7.57** показан случай антенны Бевериджа длиной 140 м (сильное отличие от длины мертвой зоны), которая имеет плохое отношение F/B, равное только 15 dB. При нагрузке антенны Бевериджа 10 катушками, равномерно расположенными вдоль ее длины, отношение F/B увеличивается более, чем до 25 dB при потери в усилении приблизительно 1 dB. В этом частном случае каждая катушка имела реактивное сопротивление 80 Ом, что соответствует индуктивности 7 мкГн на 160 метрах.

К настоящему времени ясно, что нагрузка «короткой» антенны Бевериджа (индивидуальными катушками с регулярным интервалом или длинной растянутой катушкой – миниатюрная антенна) – это все, что мы можем сделать для подгонки ее электрической длины до размеров, кратных 0.5 λ, образующих антенны Бевериджа длиной мертвой зоны. Это выполняется, однако, при незначительных потерях усиления. Нагрузка антенны Бевериджа не увеличивает усиления, а наоборот, уменьшает! И вот почему: В разделе 2 я объяснял принцип работы антенны Бевериджа и как волна наводит сигналы в проводе антенны. Ясно, что из двух антенн, имеющих различное значение коэффициента V_p, большее значение соответствует более быстрому росту разности фаз волн в воздухе и в проводе антенны. Таким образом, для любой длины антенны меньшее значение V_p означает меньшее усиление. Также поэтому низкие антенны Бевериджа имеют меньшее усиление – они имеют значительно меньший коэффициент V_p.

Та же самая миниатюрная антенна на 80 метрах?

Если вы имеете электрически удлиненную антенну Бевериджа и отрегулировали ее для наилучшего отношения F/B на 160 метрах, как сделать ее на 80 метров? Полноразмерная антенна Бевериджа с длиной, равной длине мертвой зоны на 160 метрах, учитывая гармоническое соотношение между 160 и 80 метрами, будет, несомненно, антенной с длиной, приблизительно равной длине мертвой зоны также и на 80 метрах. (Это верно не на все 100%, так как коэффициент замедления антенны незначительно отличается на 160 и 80 метрах).

Однако, нет гарантии, что оптимизированная миниатюрная антенна (имеющая наилучшее отношение F/B) будет также оптимизированной для 80 метров. Шансы очень незначительные, что это может произойти. Однако, поскольку мы можем установить 2 антенны Бевериджа достаточно близко друг к другу без взаимодействия, я советую не пытаться нагрузить антенну Бевериджа для получения свойств мертвой зоны одновременно на 160 и 80 метрах. Обычно много легче установить две таких нагруженных антенны Бевериджа бок о бок, и отрегулировать каждую на оптимальное отношение F/B.

Что необходимо помнить.

1. Наиболее вероятно, что случайным образом сделанная миниатюрная антенна не будет работать – разве только вам очень повезет!

2. Хорошо настроенная миниатюрная антенна всегда имеет меньшее усиление (выходной сигнал), чем эквивалентная полноразмерная (той же самой электрической длины). Выходной сигнал обычно меньше от 3 до 5 dB выходного сигнала полноразмерного аналога длиной ½λ (в зависимости от ее физической длины), но это может быть компенсировано хорошим малошумящим предварительным усилителем.

3. Хорошо настроенная миниатюрная антенна может также иметь хорошее отношение F/B, если она эквивалентна полноразмерной антенне с длиной, равной длине мертвой зоны (25 dB при угле места 25°).

4. Рассчитать вашу миниатюрную антенну на 160 метров достаточно легко:

- Какую длину вы хотите установить? Скажем 53 м.

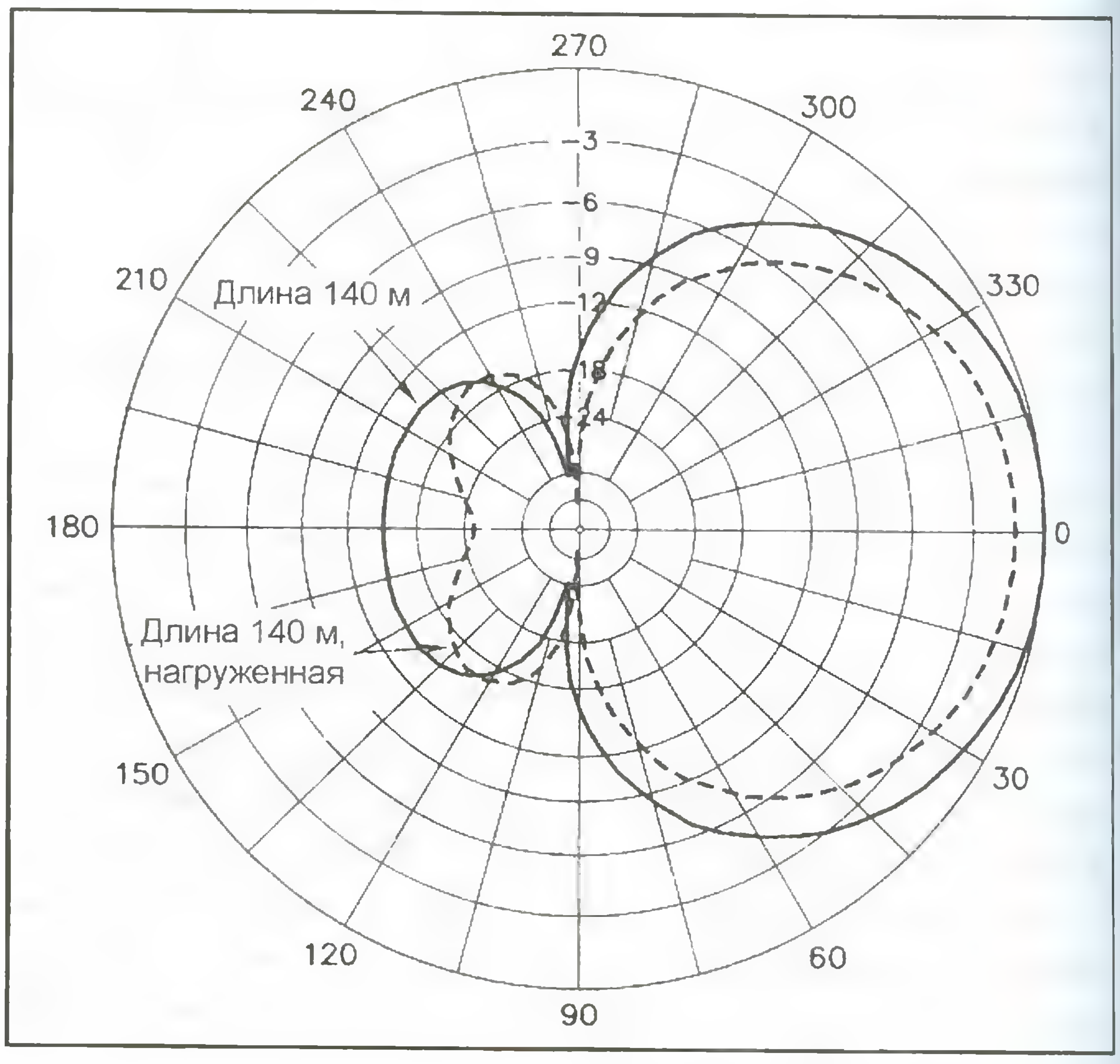


Рис.7.57. Антенна Бевериджа с длиной, не равной длине мертвой зоны (140 м), удлиненная нагрузкой для достижения лучшего на 10 dB отношения F/B, при потере усиления в переднем направлении на 1 dB.

- Определите, соответствует ли это длине мертвой зоны (86 м).

- Рассчитайте необходимую скорость распространения: $V_p = 53/86 = 0.62$.

- Из рис.7.56 найдите отношение шага к диаметру (S/D): S/D = 1.1. для диаметра миниатюрной антенны 7 см, шаг будет равен 7.7 см.

- Рассчитайте необходимое количество витков: 53 м/7.7 см = 688 витков.

- Рассчитайте необходимое количество секций (85 витков на секцию): 688/85 = 8.

5. Настройте антенну на наибольшее отношение F/B. Это необходимо. Используйте источник сигнала прямо на линии вдоль антенны назад (на удалении нескольких длин волн). Отрегулируйте шаг до получения максимального отношения F/B.

6. Вы можете установить две синфазных антенны на относительно небольшом расстоянии и 3 dB усиления ваши!

7. Миниатюрная антенна должна заканчиваться сопротивлением 500 Ом и питаться при помощи трансформатора 9:1, как описано в разделе 9.2.

8. Поскольку выходной сигнал даже меньше, чем выходной сигнал антенны Бевериджа, развязка и правильное заземление линии передачи очень важны (смотри раздел 9.2).

Последнее, но не менее важное, вы можете получить точно такой же эффект (хорошее отношение F/B) при малых потерях, простой нагрузкой прямого провода антенны (той же самой длины) комплексным сопротивлением (R + L последовательно). Смотри раздел 6.3. До свидания, миниатюрная антенна.

19.2. Антенна змея или антенна Бевериджа на земле (BOG).

Антенна змея получила свое имя из за схожести: обычно это коаксиальный кабель, растянутый по земле и напоминающий рептилию. Вышеназванная антенна имеет свойства, аналогичные свойствам настоящей антенны Бевериджа; она принимает с дальнего конца змеи, по крайней мере, если мы можем доверять всем, кто писал о ней. DeMaw, W1FB [1254] описал несколько вариантов и дал нам много интересного материала для чтения.

Один из вариантов, описанных DeMaw, коротко замкнут на конце. Он утверждает, что кабель будет представлять у приемника нагрузку 50 Ом, при условии, что линия имеет достаточные потери. Оказывается, что необходимы потери по крайней мере 20 dB, для короткой замкнутой линии передачи, чтобы она была похожа на согласованную нагрузку на другом конце. Итак, это будет очень длинная змея, если мы знаем, что даже заурядный кабель RG-8 имеет потери 0.5 dB на 100 футов на частоте 1.8 МГц. Да, чтобы получить затухание 20 dB, нам необходима змея длиной 4000 футов. DeMaw также сказал, что коэффициент укорочения коаксиального кабеля должен быть принят во внимание при конструировании антенны.

Позвольте оставить сказки для тех, кто заслуживает, и рассмотреть факты. Глядя снаружи (с точки зрения радиоволн, которые мы хотим принять), экран коаксиального кабеля выступает в роли однопроводной (толстой) проволочной антенны. Очевидно, что все приходит снаружи коаксиального кабеля. Коэффициент укорочения коаксиального кабеля не играет ни какой роли, когда коаксиальный кабель выступает в качестве толстой проволочной антенны, в противоположность тому, что утверждает DeMaw. Коэффициент укорочения коаксиального кабеля относится кабелю, работающему в качестве линии передачи, и тогда кое-что появляется внутри кабеля.

Взглянем на эту очень низкую и толстую антенну Бевериджа. Ее сопротивление находится в пределах 200 Ом. Оно такое высокое из-за потерь в земле. Над идеальным проводником оно будет менее 50 Ом. Антенна змея имеет очень небольшой коэффициент замедления и, конечно, очень небольшой выходной сигнал, но, по существу, все еще сохраняет те же самые характеристики направленности, как и у антенны Бевериджа на более привычных высотах. Историческое замечание: В том самом первом испытании, которое делал Гарольд Беверидж, он укладывал антенну прямо на землю. Только позже он приподнял провод.

На **рис.7.58А** показано, как может питаться антенна змея и как можно использовать коаксиальный кабель и в качестве антенны и в качестве линии передачи. В разделе 12.1 я объяснял, как коаксиальный кабель может быть использован для питания антенны Бевериджа с дальнего конца. Антенна змея является такой антенной, лежащей на земле. На конце нам необходим отражающий трансформатор, как описано в разделе 12.1 (трансформирующий 200 Ом в 50 Ом). На ближнем конце антенны нам необходимо установить нагрузочное сопротивление, которое поглотит напряжение, наведенное от волн, принятых с противоположного направления (сзади). Это должно быть сопротивление 200 Ом, соединенное с хорошим ВЧ заземлением.

Так как мы имеем дело с антенной, имеющей очень небольшой сигнал, то мы должны предпринять все предосторожности для подавления синфазной моды тока на внешней поверхности коаксиальной линии между входом антенны (Т) и приемником. Большое количество ферритовых колец на обеих сторонах кабеля и хорошее дополнительное ВЧ заземление выполнят эту работу (смотри также раздел 9.2 и **рис.7.19**).

Если мы хотим принимать с другого конца антенны, то нам необходимо конструировать нашу антенну змею так, как показано на **рис.7.58В**. В этом случае мы можем сэкономить немного денег и использовать любой изолированный провод (не коаксиальный кабель) в качестве антенны. Лежащая на земле проволочная антенна оканчивается теперь на своем дальнем конце сопротивлением 200 Ом.

На ближнем конце провод антенны может быть соединен при помощи трансформатора 4:1 (бифилярная намотка) с внутренним проводником коаксиальной линии передачи. К тому же здесь нам необходимо заземлить конец линии передачи, а ряд колец на линии передачи препятствует любым ВЧ токам «портящим» нашу антенну змею.

Мы можем сделать антенну змею точно так, как показано на **рис.7.22B**, в этом случае мы будем иметь два направления. Доступные одновременно.

Разница между этими антеннами и высокими антеннами Бевериджа, как описано в разделе 12.1, та, что сопротивление антенны обычно около 200 Ом вместо 500 Ом, коэффициент замедления много меньше, обычно 0.7, а выходной сигнал от 10 до 15 dB ниже.

Очевидно, что в обоих случаях коаксиальные линии передачи должны быть правильно соединены (в качестве линии передачи) с приемником, который необходимо должным образом заземлить (смотри раздел 9.2).

Эта антенна змея, как и любая антенна Бевериджа, должна иметь оптимальную длину мертвой зоны. Из-за ее небольшой высоты (небольшой коэффициент) мы можем предположить работу в мертвой зоне 0.5λ на 160 метрах с длиной короче, чем 57 м. Paul, N5FY, сообщил о длине приблизительно 67 метров, оптимальной для его местоположения с его проводимостью земли.

Что необходимо помнить об антенне змее.

- Кусок коаксиального кабеля, брошенный на землю в произвольной форме, описанный DeMaw, не будет работать как антенна Бевериджа.
- Правильная антенна змея требует хорошего заземления на обоих концах антенны.
- Для обеспечения направленности антенну змею необходимо настроить на длину мертвой зоны.
- Питание антенны является даже более деликатным, чем питание обычной антенны Бевериджа, так как сигнал значительно слабее и токи синфазной моды могут более легко нанести вред.
- Антенна змея правильных размеров имеет туже диаграмму направленности, что и антенна Бевериджа.
- Антенне змеи больше, чем обычно требуется предварительный усилитель.

20. Приемная антенна EWE.

Floyd Koontz, WA2WVL, считается «отцом» EWE антенны. Чтение его публикации [1263, 1264] необходимо для всякого, кто желает окунуться в основы этой новой приемной антенны.

EWE антенна может быть сконструирована для перекрытия 80 и 160 метров, имеет хорошую направленность и небольшая. Кроме того, EWE антенна низкая и может быть построена за небольшие деньги.

Кажется, что EWE антенна похожа на очень короткую антенну Бевериджа, хотя фактически это антенная решетка из двух коротких вертикальных антенн, в которой горизонтальный провод является частью (излучающей) системы питания. Горизонтальный провод имеет длину от 7.5 до 15 м и высоту только около 3 – 5 м над землей. Другими словами, EWE антенна может разместиться на очень маленьком дворе. Если вы имеете много места, то для дополнительной направленности может быть сфазировано несколько антенн.

Но перед усовершенствованием EWE антенны не забывайте, что как и с антеннами Бевериджа, диаграммы направленности EWE антенны могут быть вообще разрушены из-за взаимной связи с передающими антеннами (смотри раздел 13).

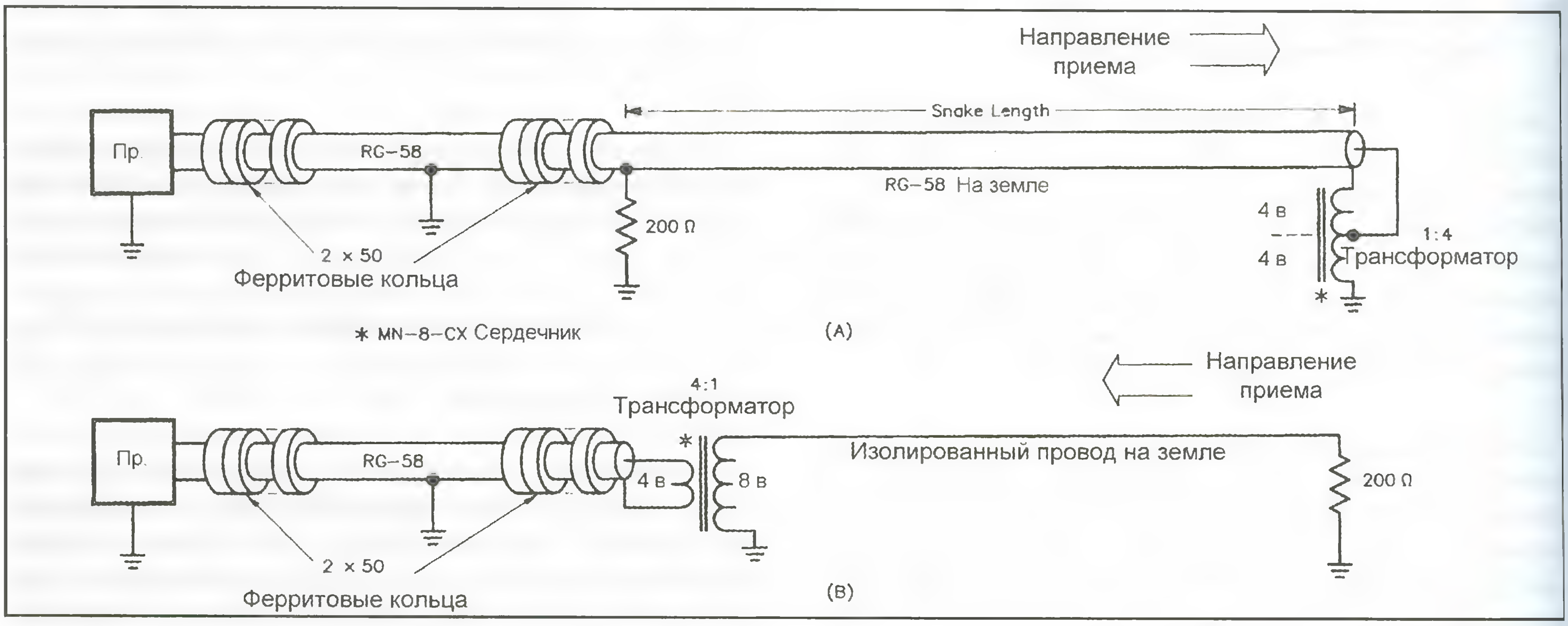


Рис.7.58. На А, так называемая антенна змея, в которой коаксиальный кабель на земле, как ни странно, выполняет функцию линии передачи, передающей принятый сзади антенны сигнал в приемник. Необходима тщательная развязка линии передачи (смотри текст). На В простая антенна змея, использующая простой изолированный провод на земле. В этом случае прием идет с дальнего конца антенны.

Таблица 7.15. Характеристики антенн EWE для 160 метров.
Обычно антенны EWE имеют один глубокий нуль сзади и один задний лепесток. Направление нуля и заднего лепестка и их подавление приведены в таблице. Смотри также рис.7.59. (Наилучшие длины выделены **жирным** шрифтом).

Длина (м)	Усиление (dBi)	Волновой угол (°)	Угол нуля (°)	Подавление в нуле (dB)	Угол заднего лепестка (°)	Подавление в заднем лепестке (°)	R_{term} (Ом)	Z_{ant} (Ом)
Высота (длина вертикальных элементов): 3.0 м, частота 1.83 МГц, земля: хорошая.								
5 м	-30.4	30	57	26	19	12	1300	704-j492
7.5 м	-27.6	31	47	33	18	16	1300	580-j520
10 м	-25.4	32	38	>35	21	15	1300	486-j477
12.5 м	**-23.7**	**33**	**29**	**31**	**14**	**27**	**1300**	**414-j426**
15 м	-22.1	33	25	25	14	26	1300	350-j383
Высота (длина вертикальных элементов): 5.0 м, частота 1.83 МГц, земля: хорошая.								
5 м	-26.3	29	62	33	20	10	1000	597-j357
7.5 м	-23.8	30	53	>35	19	13	1000	538-j338
10 м	-21.9	31	46	>35	17	17	1000	479-j311
12.5 м	**-20.4**	**32**	**38**	**33**	**15**	**20**	**1000**	**435-j278**
15 м	-19.1	33	30	30	15	25	1000	401-j244
Высота (длина вертикальных элементов): 3.0 м, частота 1.83 МГц, земля: очень хорошая.								
5 м	-30.9	22	58	>35	16	11	900	678-j295
7.5 м	-28.2	23	51	>35	15	14	900	610-j303
10 м	-26.1	24	46	34	14	16	900	550-j265
12.5 м	**-24.6**	**24**	**39**	**30**	**12**	**18**	**900**	**497-j281**
15 м	-23.3	25	34	26	11	21	900	453-j258
Высота (длина вертикальных элементов): 5.0 м, частота 1.83 МГц, земля: очень хорошая.								
5 м	-26.2	22	60	>35	15	9	750	594-j186
7.5 м	-23.8	23	55	>35	14	12	750	561-j678
10 м	-22.0	23	49	>35	13	14	750	530-j175
12.5 м	**-20.6**	**24**	**45**	**33**	**13**	**17**	**750**	**504-j163**
15 м	-19.4	24	38	31	12	19	750	481-j147
Высота (длина вертикальных элементов): 3.0 м, частота 1.83 МГц, земля: бедная.								
5 м	-30.1	33	57	24	21	12	1800	649-j763
7.5 м	-27.1	35	47	29	20	16	1800	501-j678
10 м	-24.8	36	37	>35	16	22	1800	400-j592
12.5 м	**-22.9**	**37**	**22**	**>35**	**11**	**32**	**1800**	**329-j511**
15 м	-21.4	38	20(*)	29	10(*)	24	1800	278-j437
(*) заднего лепестка нет, значения измерены при волновом угле 20° и 10°								
Высота (длина вертикальных элементов): 5.0 м, частота 1.83 МГц, земля: бедная.								
5 м	-26.3	33	62	28	23	9	1300	560-j504
7.5 м	-23.8	34	54	34	20	13	1300	477-j458
10 м	-21.8	35	47	>35	19	16	1300	413-j407
12.5 м	-20.2	36	39	>35	17	21	1300	364-j355
15 м	**-18.9**	**37**	**27**	**32**	**14**	**27**	**1300**	**327-j304**

20.1. Что это - EWE антенна.

EWE антенна описана в нескольких публикациях, которые посвящены этой антенне, как простая пара вертикальных антенн с горизонтальной линией передачи, одна питается у основания, другая – в вершине. Считается, что это обеспечивает перекрестное фазирование, которое, если расстояние между элементами меньше, чем ¼λ, обеспечивает излучение в направлении входного конца антенной решетки.

Таблица 7.16. Характеристики антенн EWE для 80 метров. Наилучшие длины выделены **жирным** шрифтом. Размеры показанные *курсивом* должны быть исключены для использования.

Длина (м)	Усиление (dBi)	Волновой угол (°)	Угол нуля (°)	Подавление в нуле (dB)	Угол заднего лепестка (°)	Подавление в заднем лепестке (°)	R_{term} (Ом)	Z_{ant} (Ом)
Высота (длина вертикальных элементов): 3.0 м, частота 3.65 МГц, земля: хорошая.								
5 м	-20.4	34	34	>35	18	16	975	413-j275
7.5 м	**-17.7**	**36**	**31**	**>35**	**15**	**26**	**975**	**351-j208**
10 м	-15.7	38	20(*)	27	10	>35	975	315-j137
12.5 м	*-14.2*	*42*	*20(*)*	*18*	*10(*)*	*22*	*975*	*297-j 67*
15 м	-13.1	46	20(*)	18	10(*)	14	975	295-j 3
(*) заднего лепестка нет, значения измерены при волновом угле 20° и 10°								
Высота (длина вертикальных элементов): 5.0 м, частота 3.65 МГц, земля: хорошая.								
5 м	-16.0	33	55	>35	20	12	800	396-j140
7.5 м	**--14.0**	**35**	**43**	**>35**	**17**	**14**	**800**	**376-j 82**
10 м	-12.4	37	30	>35	13	12	800	371-j 25
12.5 м	*-11.2*	*41*	*20(*)*	*30*	*10(*)*	*35*	*800*	*380-j 31*
15 м	-10.3	45	20(*)	21	10(*)	26	800	404-j 84
(*) заднего лепестка нет, значения измерены при волновом угле 20° и 10°								
Высота (длина вертикальных элементов): 3.0 м, частота 3.65 МГц, земля: очень хорошая.								
5 м	-20.2	26	49	>35	15	14	700	476-j156
7.5 м	**-17.7**	**27**	**38**	**>35**	**14**	**19**	**700**	**437-j124**
10 м	-15.9	29	27	>35	11	26	700	410-j 85
12.5 м	*-14.6*	*31*	*20(*)*	*30*	*10(*)*	*35*	*700*	*398-j 42*
15 м	-13.8	25	20(*)	22	10(*)	27	700	398-j 1
(*) заднего лепестка нет, значения измерены при волновом угле 20° и 10°								
Высота (длина вертикальных элементов): 5.0 м, частота 3.65 МГц, земля: очень хорошая.								
5 м	-15.5	25	65	>35	15	16	600	486-j 41
7.5 м	**-13.3**	**27**	**46**	**35**	**14**	**14**	**600**	**484-j 28**
10 м	-11.8	29	39	33	13	13	600	489-j 7
12.5 м	*-10.8*	*31*	*32*	*30*	*12*	*12*	*600*	*501+j 11*
15 м	-10.0	34	27	26	11	11	600	517+j 25
Высота (длина вертикальных элементов): 3.0 м, частота 3.65 МГц, земля: бедная.								
5 м	-19.9	41	42	>35	19	19	1600	284-j 41
7.5 м	**-16.7**	**44**	**49**	**>35**	**7**	**>35**	**1600**	**225-j 28**
10 м	-14.4	47	20(*)	18	10(*)	23	1600	194-j181
12.5 м	*-12.5*	*52*	*20(*)*	*14*	*10(*)*	*18*	*1600*	*179-j 86*
15 м	-11.0	58	20(*)	11	10(*)	15	1600	177+j 4
(*) заднего лепестка нет, значения измерены при волновом угле 20° и 10°								
Высота (длина вертикальных элементов): 5.0 м, частота 3.65 МГц, земля: бедная.								
5 м	-16.7	39	52	>35	22	14	1150	293-j207
7.5 м	**-14.2**	**42**	**35**	**>35**	**16**	**23**	**1150**	**269-j121**
10 м	-12.3	46	20(*)	29	10(*)	>35	1150	260-j 37
12.5 м	*-10.9*	*50*	*20(*)*	*19*	*10(*)*	*24*	*1150*	*167+j 43*
15 м	-9.8	55	20(*)	14	10(*)	19	1150	291+j125
(*) заднего лепестка нет, значения измерены при волновом угле 20° и 10°								

Некоторые наблюдатели отмечают, что ток в рефлекторе составляет только 70% от тока в активном элементе и вызывает удивление, как при таких условиях может быть получено такое хорошее отношение F/B. Они даже ссылаются на излучение верхнего провода, как на ответственного за это. Но это еще не вся история.

Посмотрев на характеристики тока антенны (полученные при помощи моделирования), мы отметим, что для обычной EWE антенны амплитуда тока в рефлекторе действительно равна только 70% от амплитуды тока в активном элементе. Для вертикальных антенн, возбуждаемых в основании, это действительно означает, что вы не сможете получить отношение F/B больше, чем 8 dB.

Хотя для EWE антенны нагрузочное сопротивление делает коэффициент V_p (скорость распространения) в плече рефлектора много меньше, чем в активном вертикальном плече. В случае EWE антенны (над хорошей землей) высотой 5 м при расстоянии между вертикальными частями 15 м электрическая длина активной части равна 9.3° (V_f = 0.83), горизонтальный провод имеет электрическую длину приблизительно 40° (V_f = 0.83), в то время, как рефлектор, также размером 5 м, имеет электрическую длину не менее, чем 18° (V_f = 0.63). Это достигнуто при помощи нагрузочного сопротивления. Большее значение сопротивления соответствует меньшей скорости волны в рефлекторе.

Конечный эффект медленной волны таков, что, несмотря на небольшую амплитуду тока в рефлекторе, может быть получено очень хорошее отношение F/B. Над бедной землей коэффициент замедления в активной вертикальной части и в горизонтальном проводе будет меньше, чем ранее показано, и, соответственно, нагрузочное сопротивление должно иметь большее значение для достижения условий, когда может быть получено хорошее отношение F/B. Невозможно провести простое сравнение с двумя сфазированными вертикальными антеннами.

Благодаря нагрузочному сопротивлению антенна работает в большей степени, как антенна бегущей волны, чем как антенна со стоячими волнами. Ток в EWE антенне почти равномерный или незначительно уменьшается (благодаря потерям на излучение и в сопротивлении) и не содержит или сильно подавляет «отражение от конца». Следовательно, стоячих волн нет и система может быть названа системой бегущих волн. Это также объясняет, почему антенна очень широкополосная и дает хорошее отношение F/B на 160 и 80 метрах.

20.2. Моделирование EWE антенны.

EWE антенна легко моделируется и любая программа, основанная на MININEC (например, ELNEC) может выполнить этот трюк. EWE антенна была смоделирована при помощи NEC-4 и результаты совпали с результатами, полученными при помощи MININEC. Когда вашей моделью является заземленная вертикальная антенна со входом у земли, вы должны обычно вводить сопротивление в этой точке, которое должно быть эквивалентно потерям в земле (MININEC предполагает, что потери в земле в ближнем поле, которое используется для расчета сопротивления, равны нулю). Для модели EWE антенны в этом нет необходимости, так как вы, так или иначе, уже имеете нагрузку от 700 до 2000 Ом. Добавление сопротивления (потерь) от 30 до 50 Ом последовательно с входным сопротивлением едва ли что-нибудь изменит в выходном сигнале антенны.

Нет ничего магического в определении размеров EWE антенны. Вы легко можете задумать свои собственные, если у вас имеется в наличии программа, основанная на MININEC. Просто введите размеры и изменяйте нагрузочное сопротивление, пока не получите наилучшее отношение F/B.

Вертикальные части обычно от 3 до 5 м высотой, а расстояние между ними (длина горизонтального провода) от 5 до 15 м. я моделировал ряд конфигураций над 3-мя типами земли (хорошей, очень хорошей и бедной). Существенные характеристики приведены в **таблице 7.15** (для 160 метров) и в **таблице 7.16** (для 80 метров).

Обсуждение EWE антенн для 160 метров.

- Переход от 3 к 5 м высоты вертикальных элементов увеличивает усиление на 3 - 4 dB.
- Большая высота EWE антенны требует меньшего сопротивления (нагрузочного сопротивления).
- Переход от хорошей к очень хорошей земле уменьшает волновой угол приблизительно на 8° (+ уменьшает сопротивление).
- Переход от хорошей к бедной земле увеличивает волновой угол приблизительно на 4° (+ увеличивает сопротивление).
- Близкое расположение вертикальных элементов (короткий горизонтальный провод): лучшее подавление под большими углами.
- Широкое расположение вертикальных элементов (длинный горизонтальный провод): лучшее подавление под малыми углами.

Обсуждение EWE антенн для 80 метров.

- Переход от 3 к 5 м высоты вертикальных элементов увеличивает усиление на 2 - 4 dB.
- Большая высота EWE антенны требует меньшего сопротивления (нагрузочного сопротивления).
- Переход от хорошей к очень хорошей земле уменьшает волновой угол приблизительно на 8° (+ уменьшает сопротивление).
- Переход от хорошей к бедной земле увеличивает волновой угол приблизительно на 7° (+ увеличивает сопротивление).
- Близкое расположение вертикальных элементов (короткий горизонтальный провод): лучшее подавление под большими углами.

- Широкое расположение вертикальных элементов (длинный горизонтальный провод): лучшее подавление под малыми углами.

- Расстояние между вертикальными элементами больше 10 м должно быть исключено для 80 метров.

Для однополосной EWE антенны на 160 метров я рекомендую конфигурацию с высотой элементов 5 м и расстоянием между ними 12.5 м. Для 80 метров EWE антенна с высотой 3 м и расстояние будет наилучшим выбором.

Если вам нравится двухполосная EWE приемная антенна, то расстояние 10 м при высоте от 3 до 5 м явится логическим компромиссом.

На **рис.7.59** показаны диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях для EWE антенны 12.5x5 м и EWE антенны 10x3 м в сравнении с диаграммами антенны Бевериджа длиной 0.5λ. отметим, что формы всех диаграмм очень похожи, но антенна Бевериджа имеет существенно больший сигнал. Угол максимально излучения несколько больше у короткой антенны Бевериджа (50 °), чем у 2-х EWE антенн.

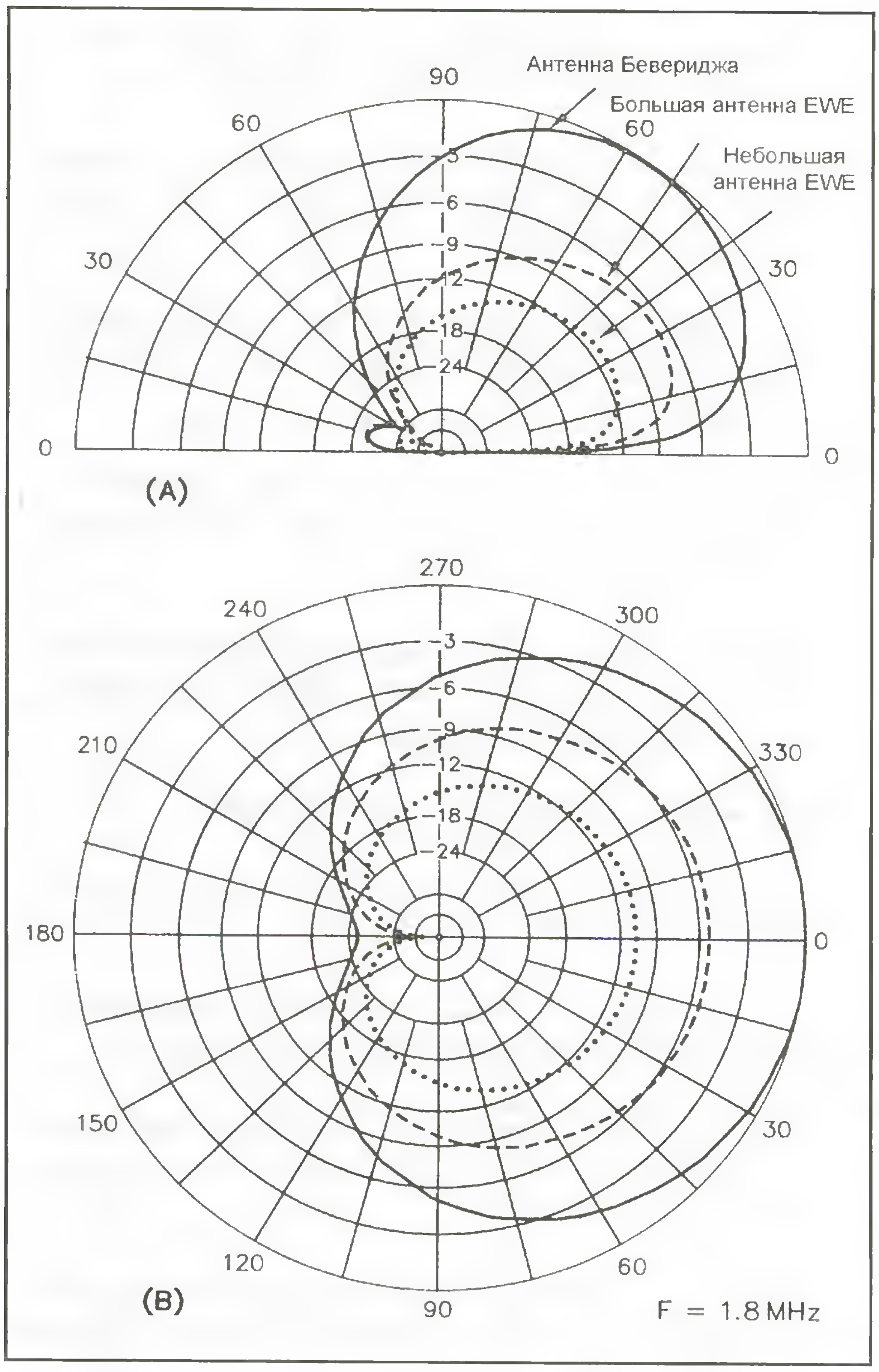


Рис.7.59. Типичные диаграммы направленности «небольшой» (3x11 м) и «большой» (5x15 м) EWE антенн в сравнении с диаграммами полуволновой антенны Бевериджа. Диаграммы очень похожи, но антенна Бевериджа имеет существенно больший выходной сигнал.

20.3. Питание EWE антенны.

Входное сопротивление EWE антенны изменяется от приблизительно 300 Ом до приблизительно 700 Ом, и во многих случаях входное сопротивление имеет существенную реактивную компоненту. В большинстве случаев трансформатор 9:1 позволяет достичь приемлемого согласования с линией передачи, при условии, что вы позаботитесь о компенсации реактивной компоненты. В большинстве случаев емкостная реактивность может быть «расстроена» присоединением катушки между входом EWE антенны и трансформатором 9:1.

Значение индуктивности катушки равно:

$$L = \frac{X}{2\pi F},$$

где: X – реактивность в Омах (значение после «j» в комплексном сопротивлении,

F - рабочая частота в МГц,

L – индуктивность катушки в μH.

Пример: Z = 437 – j124 Ом. Значение индуктивности катушки должно быть равно:

$$\frac{124}{2\pi \times 1.83} = 10.8\mu H.$$

Так как выходной сигнал EWE антенны даже меньше, чем выходной сигнал антенны Бевериджа, предосторожности, описанные в разделе 9.2, применимы даже в большей степени. На **рис.7.60** показана типичная схема. Для настройки EWE антенны выполните следующее:

- Соедините трансформатор 9:1, как показано, но не включайте последовательную катушку на некоторое время.

- Установите небольшой источник сигнала в направлении нуля (прямо сзади, а не при волновом угле) на расстоянии нескольких длин волн. В противоположность тому, что было в случае с антенной Бевериджа, зад находится там, где вход антенны!

- Отрегулируйте нагрузочное сопротивление для наилучшего отношения F/B (должно быть 35 dB или лучше). Не настраивайте это сопротивление на наилучшее КСВ!

- Установите переменную индуктивность на входе антенны, одновременно подсоединив антенный анализатор к первичной обмотке трансформатора 9:1.

- Настройте индуктивность катушки для минимального значения КСВ.

- Если необходимо, подрегулируйте нагрузочное сопротивление для максимального значения отношения F/B.

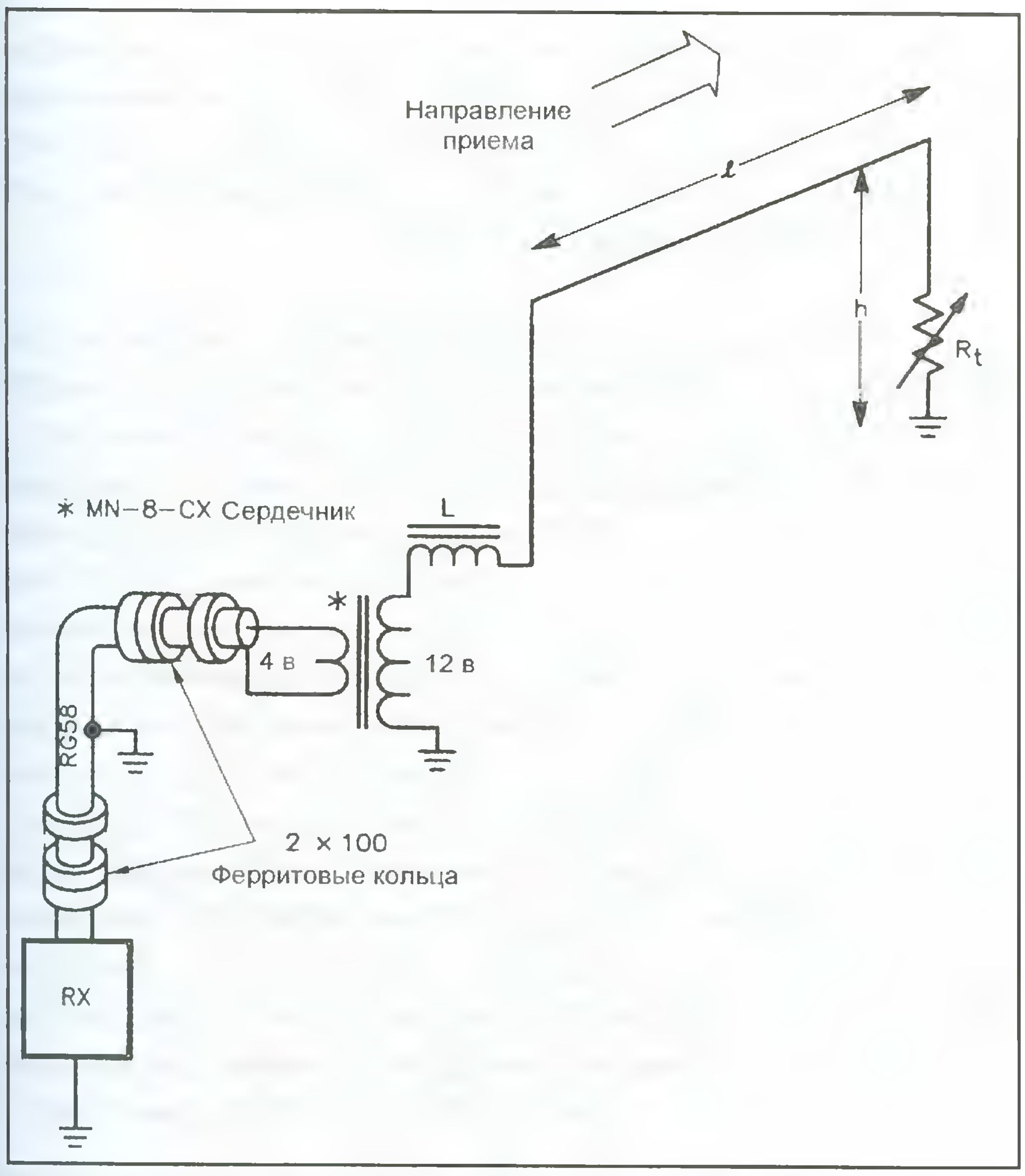


Рис.7.60. **Обычная установка EWE антенны. Отметим, что сигнал принимается от конца, где антенна питается. Для того, чтобы получить приемлемо низкое значение КСВ в линии передачи, необходимо компенсировать емкостную реактивность входного сопротивления добавлением последовательной катушки, как показано на рисунке. Классический трансформатор 9:1, который использовался с антенной Бевериджа, адекватное сопротивление, согласованное с сопротивлением линии передачи. Необходимые предосторожности должны быть предприняты, чтобы предотвратить «проникновение» в систему питания токов синфазной моды (змеи) с внешней оплетки коаксиальной линии передачи.**

20.4. Инвертированная V EWE антенна по сравнению с инвертированной U EWE антенной.

Во время одного из сеансов моделирования Earl, K6SE, разработал упрощенную версию EWE антенны, требующую только одну поддержку. Антенна имеет форму скорее инвертированной V, чем инвертированной U в ее классической форме. Диаграмма направленности этой версии EWE антенны точно такая же, как и у классической EWE антенны.

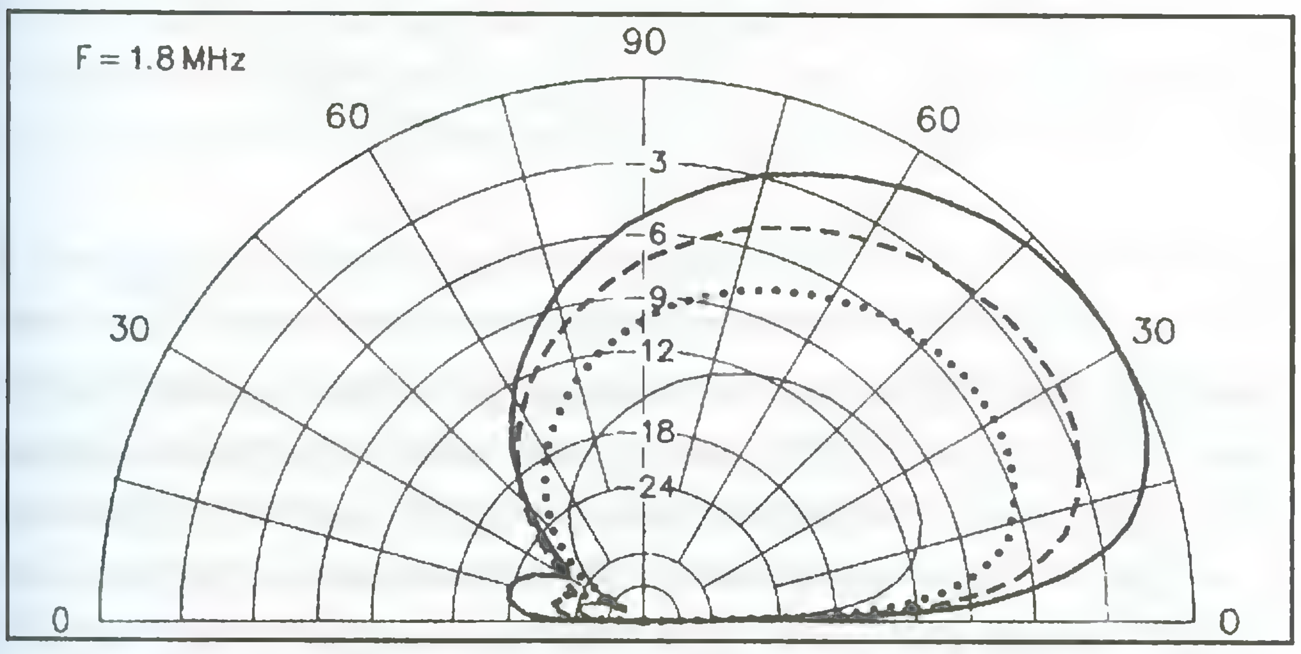


Рис.7.61. **Типичные диаграммы направленности в вертикальной плоскости инвертированной V EWE антенны для различных размеров. Численные характеристики могут быть найдены в таблице 7.17.**

На **рис.7.61** показаны диаграммы направленности в вертикальной плоскости инвертированной V EWE антенны для различных размеров (моделирование выполнялось на 160 метрах над хорошей землей). Другие характеристики для этой типичной инвертированной V EWE антенны (над хорошей землей) приведены в **таблице 7.17**.

Таблица 7.17. Характеристики EWE антенны с формой инвертированной V при различных размерах (на 160 метрах над хорошей землей).Для 80 метров разделите размеры на 2 при тех же результатах.

Размеры (HxL)	Усиление	R_{term} (Ом)	Z_{ant} (Ом)
3 м х 9 м	-30.1 dBi	2100	556 – j823
5 м х 12 м	-25.0 dBi	1400	471 – j506
6 м х15 м	-22.2 dBi	1300	404 – j405
8 м х 16 м	-19.8 dBi	1100	399 –j287

Выходной сигнал практически не зависит от качества земли. При бедной земле R_{term} становится больше (почти вдвое, относительно приведенных значений), для очень хорошей земли R_{term} становится меньше (уменьшается до половины приведенных значений). Входное сопротивление по-прежнему имеет большую емкостную составляющую, которая должна быть компенсирована последовательной катушкой (смотри раздел 20.3).

Для той же самой длины (горизонтальной) и той же самой высоты инвертированная V EWE антенна имеет выходной сигнал приблизительно на 5 dB меньше, чем классическая EWE антенна. В **таблице 7.18** проведено сравнение между инвертированной U и инвертированной V EWE антеннами различных размеров.

Таблица 7.18. Выходной сигнал EWE антенн в форме инвертированного U и инвертированного V для 160 метров в зависимости от их размеров

Усиление	Размеры EWE антенны в форме инвертированного U (H x L) в метрах	Размеры EWE антенны в форме инвертированного V (H x L) в метрах
-20 dBi	5 x 12.5	8 x 16
-22 dBi	3 x 15 и 5 x 10	6 x 15
-24 dBi	3 x 12 и 5 x 7.5	–
-25 dBi	3 x 10	5 x 12
-26 dBi	5 x 5	–
-27 dBi	–	6 x 24
-29 dBi	–	6 x 20
-30 dBi	3 x 5	3 x 9

Инвертированная V EWE антенна выглядит достаточно привлекательно и может быть легко превращена во «вращаемую руками» приемную антенну: достаточно выйти в сад и присоединить наклонные провода к другим заземляющим штырям. Это также интересно для экспедиций.

20.5. Антенные решетки из EWE антенн.

F. Koontz, WA2WVL, описал антенную решетку из антенн EWE в одной из своих информаций [1264]. При этом может быть получено усиление сигнала от 2 до 3 dB.

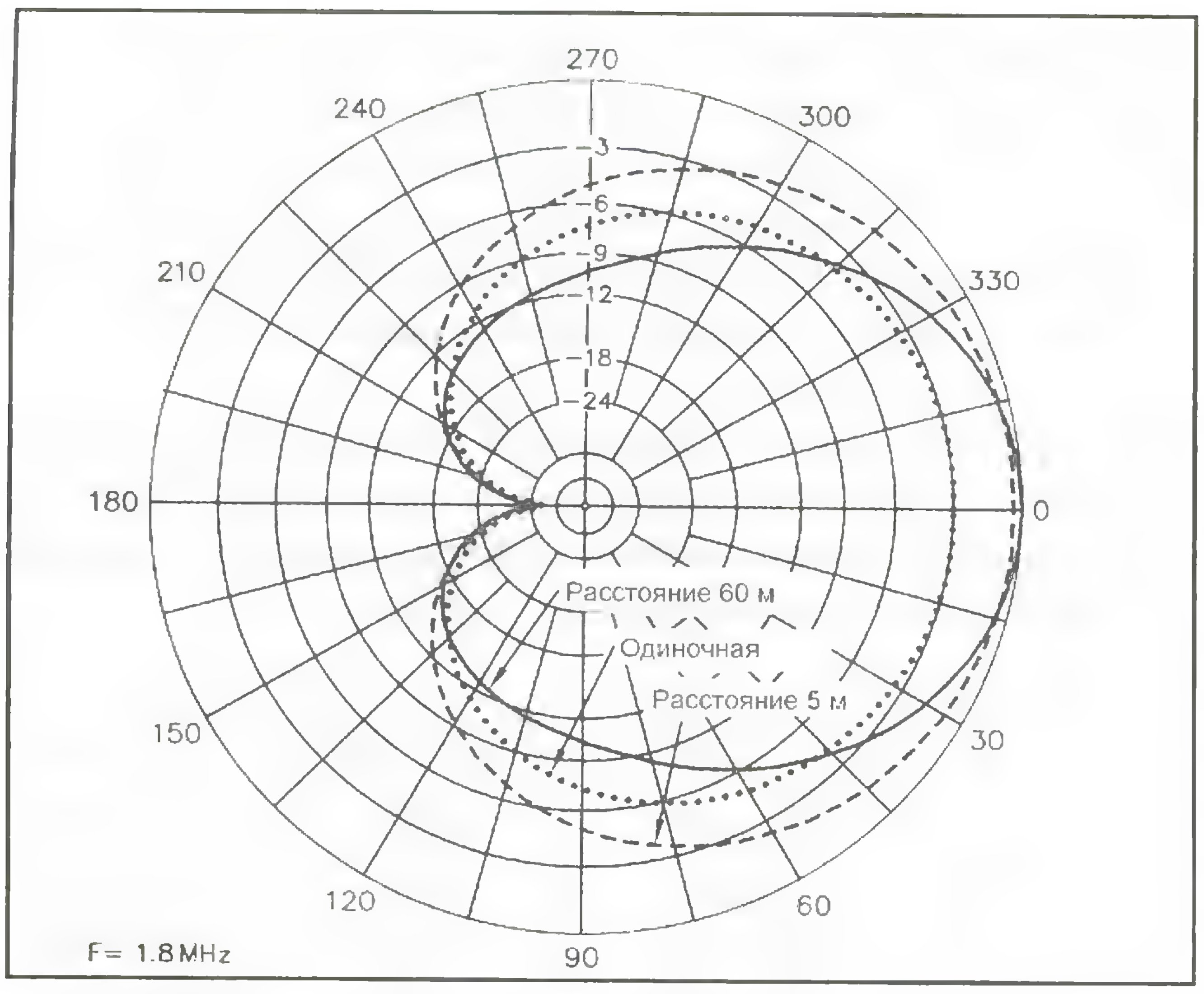


Рис.7.62. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости (при угле места 25°) для 2-х элементной антенной решетки поперечного излучения из EWE антенн. Близкое расположение элементов даст вам усиление 3 dB, но без сужения основного лепестка диаграммы направленности (так же, как и у антенн Févериджа). Широкое расположение элементов добавит усиления и сузит передний лепесток, при этом антенная решетка занимает достаточно много места.

При близком расположении элементов в режиме поперечного излучения (две антенны EWE возбуждаются в фазе) две параллельные (бок о бок) антенны EWE или инвертированные V антенны EWE, расположенные на расстоянии только нескольких метров друг от друга, могут дать усиление почти 3 dB по существу при широкой диаграмме направленности. Режим поперечного излучения при широком расстоянии между излучателями полезен при получении более узкого переднего лепестка (смотри **рис.7.62**). Антенные решетки поперечного излучения при большом расстоянии между элементами занимают много места и поэтому они обычно не подходят для небольших загородных участков.

В режиме осевого излучения (две антенны EWE в линию, одна за другой) при разности фаз 180° достигается существенное подавление приема при больших углах (бесконечное затухание при угле 90°), приводящее к видимому уменьшению на 5° волнового угла переднего лепестка. Несмотря на это, такое расположение дает всего 50% максимально возможного усиления (1.5 dB вместо 3 dB). Усиление 3 dB достигается при более классическом расположении элементов, где два элемента расположены (в линию) на расстоянии меньше, чем 0.25λ (36 м) и возбуждаются с разностью фаз 90 ° (смотри **рис.7.63**).

Последней теоретической конфигурацией является 4-х элементная антенная решетка из антенн EWE, характеристики которой показаны на **рис.7.64**. Горизонтальная направленность этой решетки при волновом угле 25° удивительна. Если кто-нибудь соблазнится построить эту антенную решетку, то позвольте мне обратить внимание, что ее рабочий угол переднего лепестка составляет только 53°. Это означает, что если вы хотите перекрыть все азимуты, то вам потребуется примерно от 10 до 12 таких антенных решеток!

Даже если вы соблазнитесь прощупать установку одной такой антенной решетки в направлении вашей главной цели (например, из W6 в Европу), где вы это сделаете? Не забудьте о сигналах, часто отклоняющихся более, чем на 45° от этих путей (смотри главу 1).

Если вы прошли через искушение установки 4-х элементной антенной решетки из антенн EWE, и имеете место сделать это, тогда только 4 коротких вертикальных антенны почти также хороши, и обычно дают значительно больший сигнал. На **рис.7.65** показана диаграмма направленности, полученная при помощи фазирования 4-х коротких вертикальных антенн длиной 6 м (например, вертикальных Гладиаторов). При нормальной заземляющей системе (несколько противовесов) эти вертикальные антенны имеют эффективность несколько процентов, что идеально для приемной антенны (однако, не для передающей антенны!), так как виляние взаимной связи очень небольшое (большая часть входного сопротивления является потерями). Эта простая антенная решетка, использует квадратурное возбуждение (с шагом 90°) и может быть возбуждена при помощи линий передачи длиной 0.75λ к гибридному ответвителю, как описано в разделе 15.3.1. (Смотри **рис.7.40С**.)

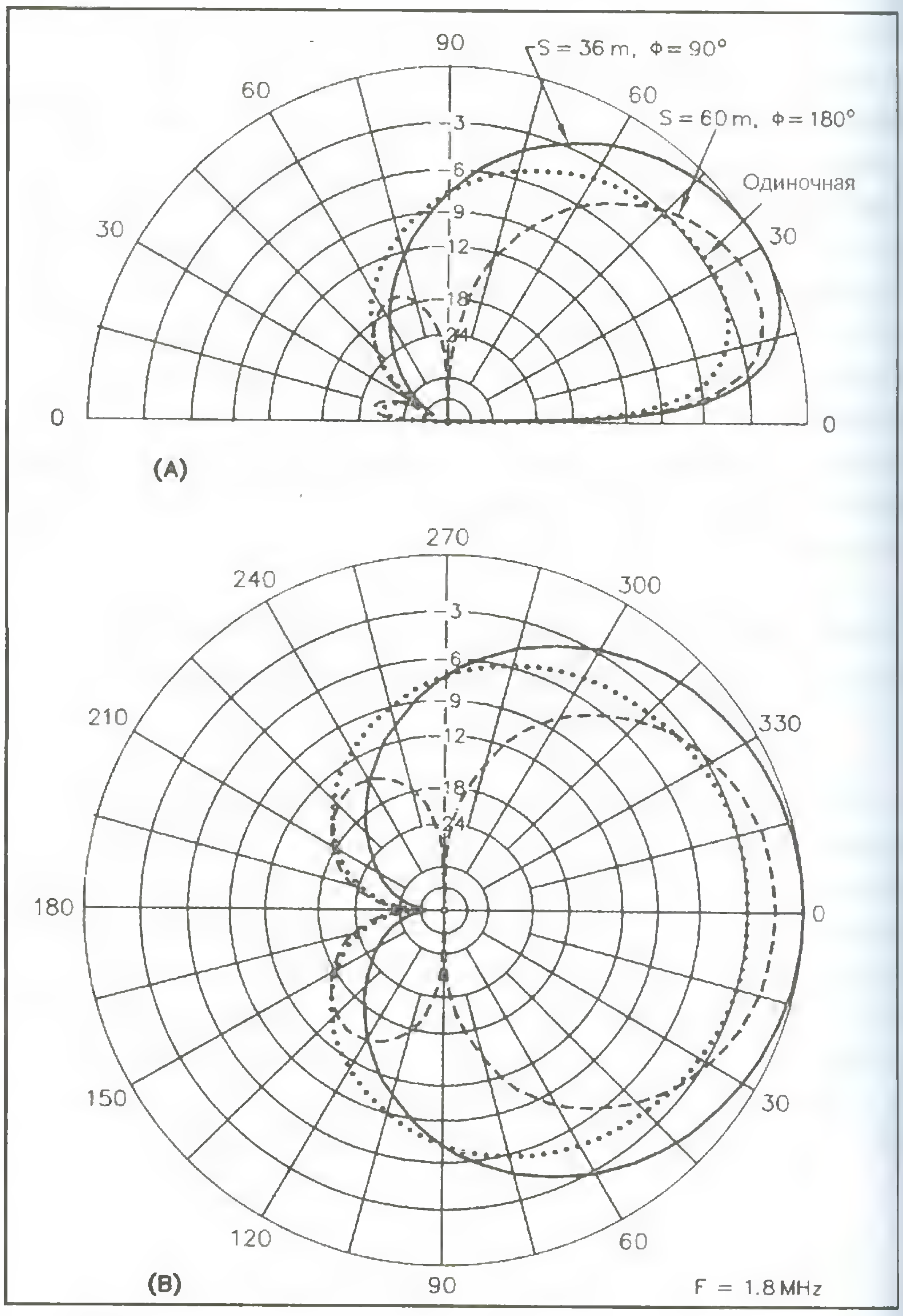


Рис.7.63. Два примера антенных решеток осевого излучения из антенн EWE. Классическое четвертьволновое расстояние при разности фаз 90° даст вам 3 dB усиления и немного более узкий лепесток. Увеличение расстояния до 0.375λ при разности фаз 180° уменьшает чувствительность при больших углах и создает глубокий нуль в диаграмме направленности в горизонтальной плоскости при 90°. В этом случае усиление ограничено приблизительно 1.5 dB относительно одиночной антенны EWE.

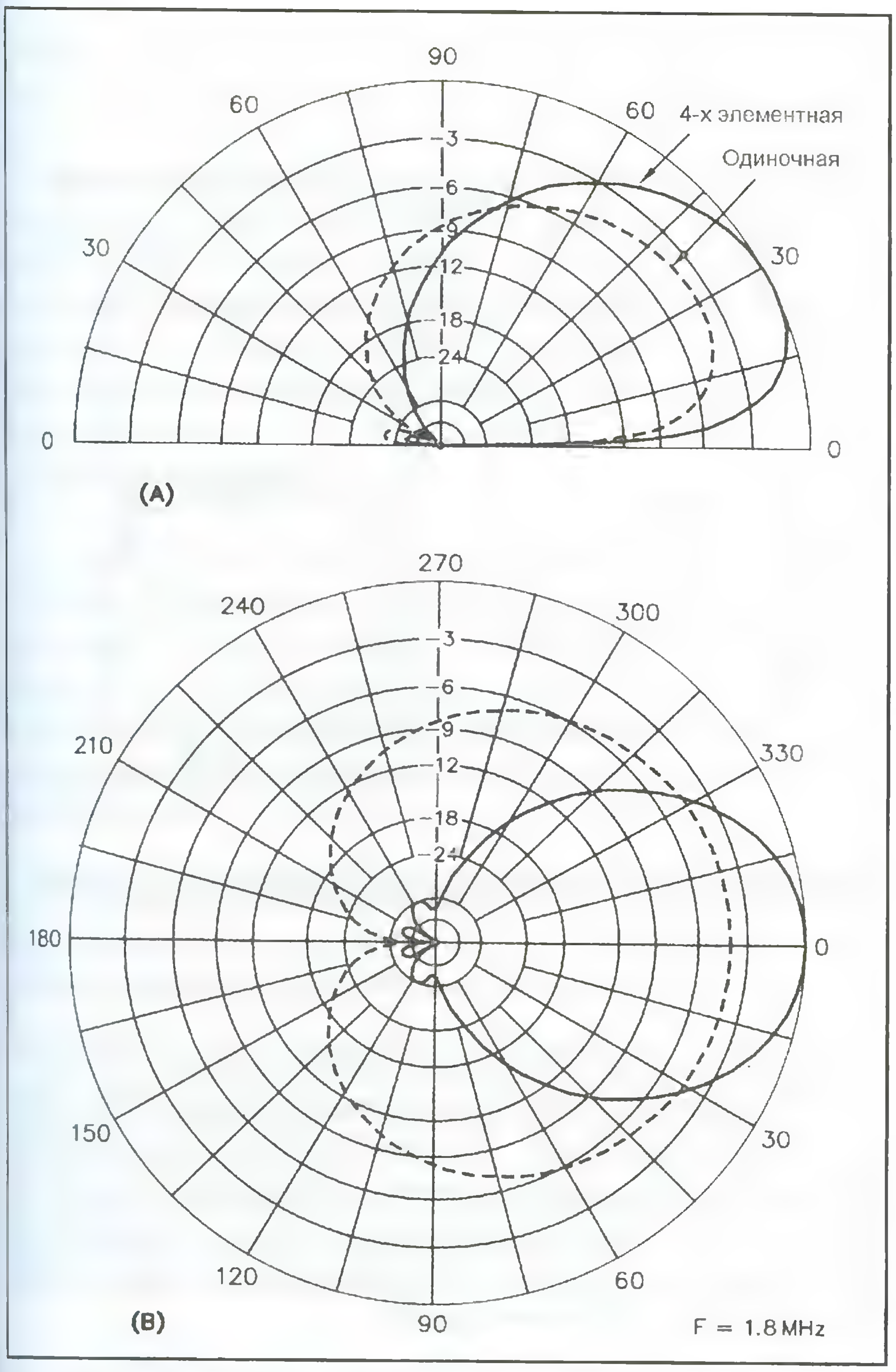


Рис.7.64. С 4-х элементной антенной решеткой из антенн EWE вы можете получить ошеломительную диаграмму направленности в горизонтальной плоскости, но при условии наличия большого участка земли. Однако, диаграмма направленности в вертикальной плоскости по прежнему страдает излучением под большими углами, вызванным горизонтальным проводом, что далеко от идеала.

20.6. Антенна EWE в форме рамки?

EA3VY был первым, кто придумал идею добавления заземляющего провода между концами двух вертикальных элементов, как эффективный путь минимизации влияния различной проводимости земли. Я сделал один шаг дальше, добавив провод и приподняв всю антенну на 1 м от земли. Она стала похожа на растянутую рамку. Я не очень удивился, когда оказалось, что диаграмма направленности осталась точно такой же, как и у классической антенны EWE. Я тотчас же рассмотрел вращаемую антенну EWE.

Диаграммы направленности выглядят точно так же, как и для классической (заземленной) антенны EWE, но ее характеристики, а также оптимальное значение нагрузочного сопротивления оказались менее зависимы от различий в качестве земли. В **таблице 7.19** показаны основные характеристики, полученные при моделировании рамочных EWE антенн для 3-х различных размеров. Конфигурацию рамочной антенны EWE смотри на **рис.7.66**.

Характерно, что оптимальное нагрузочное сопротивление равно 1100 Ом для всех случаев. Отметим, что антенна возбуждается в нижнем углу, но нагрузка расположена посередине противоположного вертикального элемента. Входное сопротивление немного высоко для простого трансформатора 9:1, так, что необходима версия трансформатора 16:1. КСВ для 50 или 75 Ом линий передачи будет менее 1.3 в обоих полосах, без подстройки реактивной части. Нижний провод с замкнутой рамкой делает возможным установку вращаемой EWE антенны!.

20.7. И, наконец, EWE антенна в форме треугольной рамки.

Как ясно, антенна EWE в форме треугольной рамки имеет диаграмму направленности, подобную диаграмме направленности классической антенны EWE. Я думаю, что эта антенна привлекательна для экспедиций и полувращаемой установки. В самом деле, перемещая базовую линию по окружности, вы будете изменять направление приема. При моделировании оказалось, что лучшее отношение F/B получено при установке нагрузочного сопротивления на расстоянии 10% длины наклонного провода от нижнего угла треугольной рамки. Антенна питается в противоположном нижнем угле. В **таблице 7.20** показаны некоторые типичные характеристики для этой новой антенны. Те же самые замечания применимы для питания антенны, как и в случае рамочной EWE антенны (раздел 20.6).

Применимы различные формы. Earl Cunningham, K6SE, и Jose Matta Garriga, EA3VY, разработали то, что они назвали рамкой в форме знамени, которая, в действительности, походит на половину треугольной рамки. Рамка питается в центре вертикальной части, в то время, как нагрузка расположена на наклонной части у места соединения горизонтальной и наклонной частей (нижний угол). Похоже, что ограничением в выборе форм и размеров этого типа рамок будет только ваше воображение.

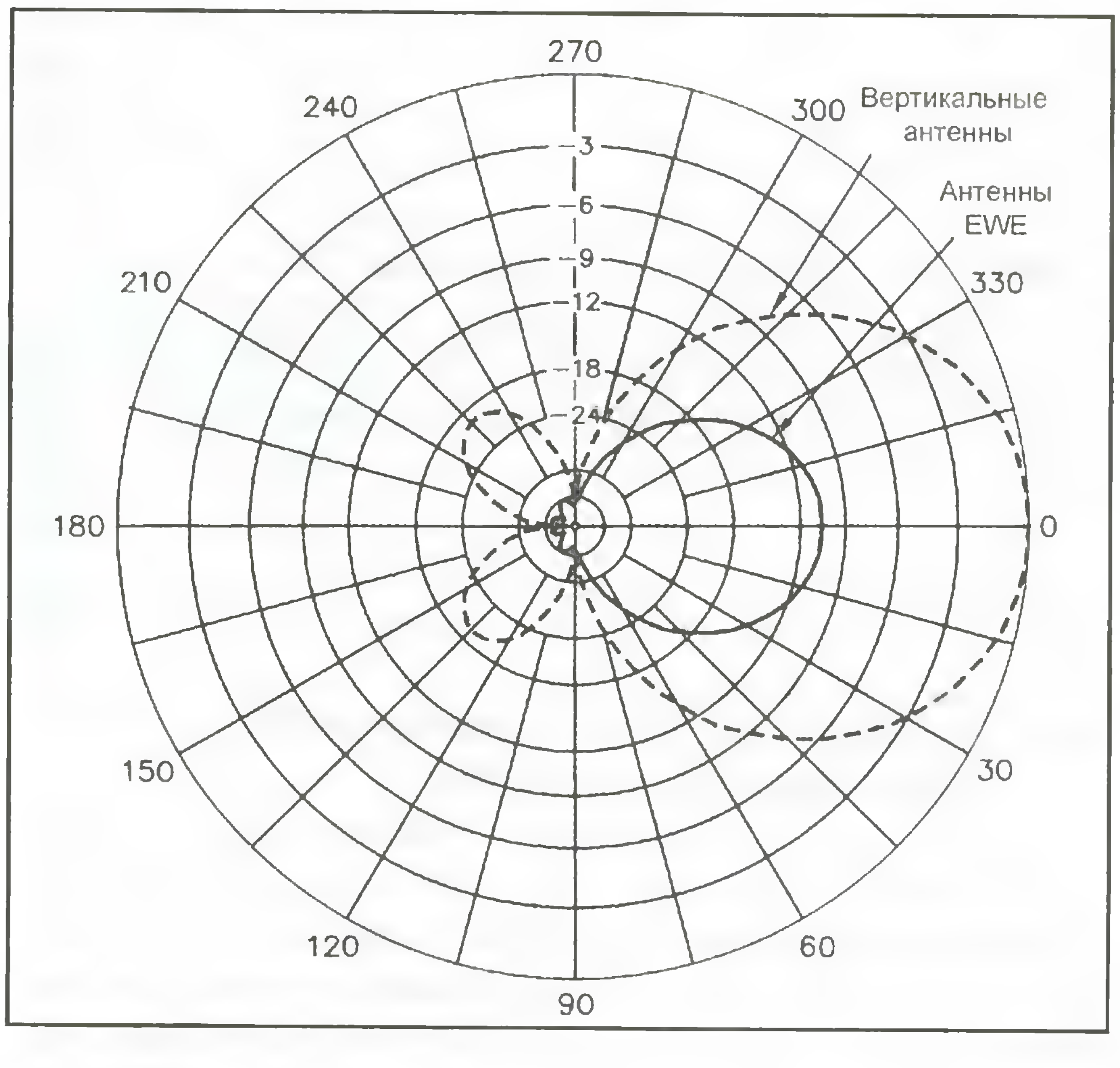


Рис.7.65. Главный лепесток антенной решетки, использующей четыре коротких вертикальных элемента очень похож на лепесток, полученный при фазировании четырех антенн EWE. Однако, разница заметна в заднем лепестке. Другая разница заключается в том, что антенная решетки из четырех вертикальных элементов с потерями обычно дает сигнал на 10 dB больше!

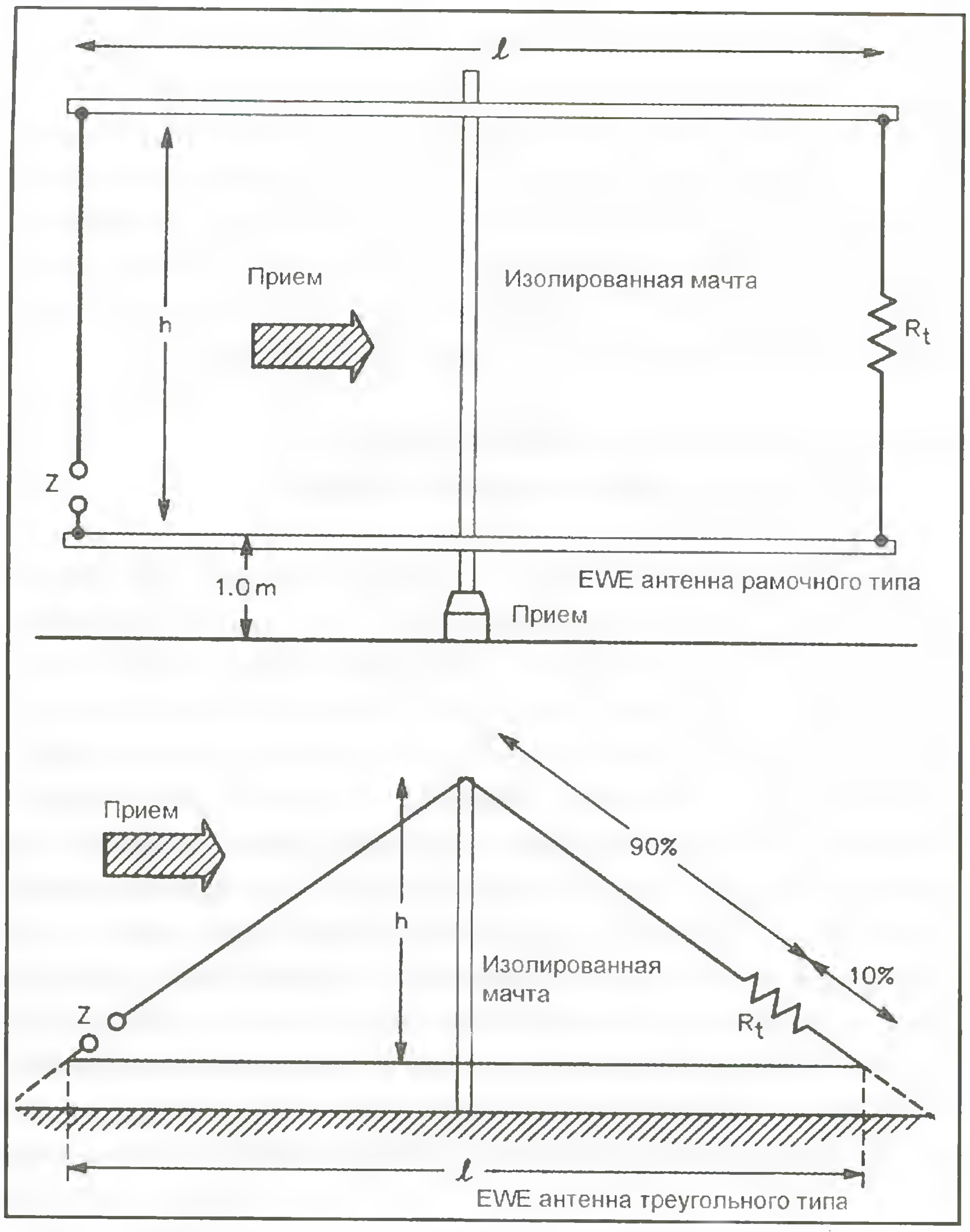


Рис.7.66. Конфигурации EWE антенн в форме прямоугольной и треугольной рамок. Детальное описание смотри в тексте.

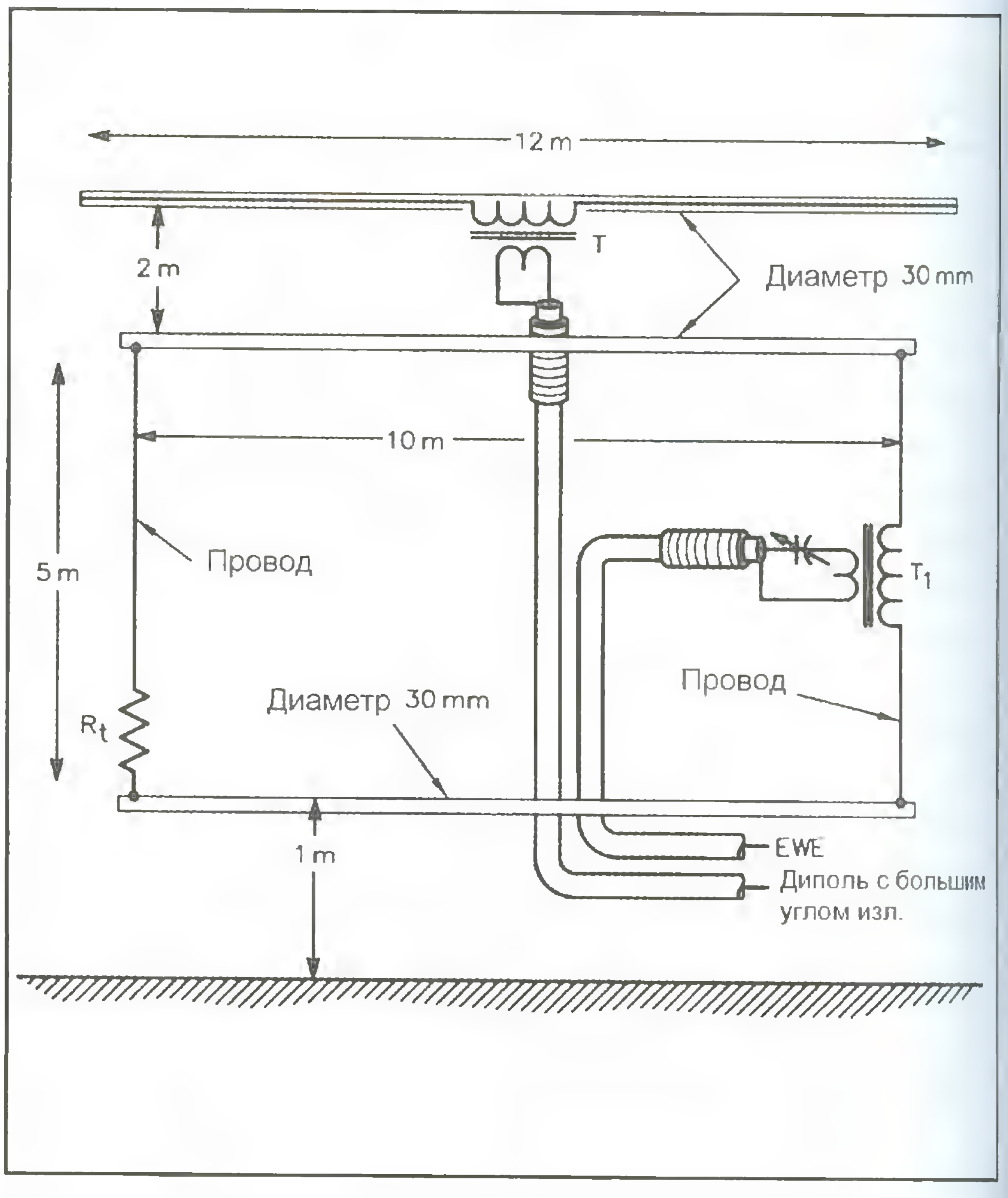


Рис.7.67. Вращаемая прямоугольная рамочная EWE антенна с компенсирующим диполем, установленным выше рамки. Оба вращаются вместе. Выходные сигналы из обоих антенн подаются в сумматор, где они суммируются с различными фазами и амплитудами. Для этого может быть использован усилитель MFJ.

Таблица 7.19 Типичные характеристики EWE антенн рамочного типа для 160 и 80 метров

Размеры (H x L)в метрах	Усиление (dBi)	1.83 МГц R_{term}	Z (Ом)	Усиление (dBi)	3.65 МГц R_{term}	Z (Ом)
5 x 10	-30.2	1100	1050-j121	-19.6	1100	931-j107
6 x 12	-26.8	1100	1039-j111	-16.4	1100	943-j 64
8 x 15	-22.2	1100	1038-j 86	-12.2	1100	1012-j21

Таблица 7.20 Типичные характеристики EWE антенн треугольного типа для 160 и 80 метров

Размеры (H x L)в метрах	Усиление (dBi)	1.83 МГц R_{term}	Z (Ом)	Усиление (dBi)	3.65 МГц R_{term}	Z (Ом)
5 x 10	-32.3	900	967 +j 12	-21.6	900	1008+j 9
7 x 15	-27.6	1100	1019-j 54	-17.0	1100	1006-j 34
9 x 20	-23.1	1100	1006-j 34	-13.1	1100	1098-j 50

20.8. Понижение чувствительности под большими углами.

Основным недостатком любой антенны EWE является ее высокая чувствительность при больших углах, обусловленная излучением горизонтального провода(ов) или горизонтальных компонент поля в случае наклонных проводов. Мы можем компенсировать это излучение установкой небольшого диполя выше антенны EWE и передачей выходного сигнала этого низкого диполя с разностью фаз 180° по отношению выходного сигнала антенны EWE.

На **рис.7.67** показана возможная схема размещения антенн. Вращаемая антенна EWE с размерами 5 м (высота) на 10 м (ширина), имеет нижний провод на высоте 1 м над землей. Диполь длиной 10 м установлен выше EWE антенны на 1 м, ориентирован параллельно горизонтальным проводам антенны EWE. Эта антенна собирает достаточный уровень горизонтально поляризованных сигналов, приходящих под большими углами, позволяющий их погасить при помощи таких устройств, как MFE-1026. Диполь должен быть параллелен рамке, и вращаться вместе с нею.

Диполь резонирует на рабочей частоте. Для резонансного диполя длиной 10 м с диаметром 3 см на частоте 1.83 МГц необходима катушка с индуктивностью приблизительно 260 μH. Наиболее легким способом ее выполнения является намотка катушки на ферритовом сердечнике или кольце с высоким значением μ и намотка катушки связи для получения хорошего согласования с линией передачи.

Линия передачи должна быть проложена внутри алюминиевой вращаемой мачты к основанию антенной решетки. Рамка должна питаться в центре вертикального провода. Коаксиальная линия передачи (оснащенная дросселем синфазной моды, например, ферритовыми кольцами) расположена идеально горизонтально прямо до вращающейся мачты, чтобы уменьшить нежелательную связь и асимметрию.

В соответствии с результатами моделирования сопротивление рамки равно приблизительно 750 +j500 Ом, а для наилучшего отношения F/B необходимо сопротивление 600 Ом. Это означает, что нам необходим последовательный конденсатор для компенсации индуктивной реактивности и достижения небольшого КСВ в линии передачи.

Отметим, что без диполя оптимальное нагрузочное сопротивление равно приблизительно 1000 Ом при входном сопротивлении 900 Ом (без реактивной части).

Настройка вращаемой антенной решетки с компенсирующим диполем:

- Сконструируйте рамку, присоедините трансформатор 9:1 и нагрузочное сопротивление (используйте потенциометр 1 кОм). Установите значение 525 Ом.

- Установите диполь длиной 10 м выше рамки на 2 м и введите его в резонанс нагрузочной катушкой в его центре. Возбудите диполь при помощи катушки связи. Используйте анализатор антенн для получения правильного количества витков связи. Если необходимо, (если добротность нагрузочной катушки «слишком» высока) добавьте последовательное сопротивление для достижения хорошего КСВ (менее 1.5).

- При настроенном диполе, отрегулируйте значение последовательного конденсатора (приблизительно 200 pF) для получения хорошего КСВ в линии передачи к рамке.

- Установите сигнал генератор на расстоянии, по крайней мере, 5λ от антенны (1 км!) при угле 30° относительно направления назад антенны EWE (150 или 210°) и изменяйте нагрузочное сопротивление до максимального подавления сигнала.

- Подстройте значение последовательного конденсатора (на входе рамки) для минимального КСВ.

- Подключите две линии передачи к векторному сумматору; например, MFJ-1026.

- Настройте это устройство для наилучшего подавления излучения под высокими углами. Эта настройка очень критична, так как вы можете полностью разрушить направленные свойства антенны, если фазирование будет выполнено неправильно.

21. Рамка K9AY.

Gary Bred, K9AY, очень хорошо описал рамку в своей QST статье [1265]. В разделе 20 я описал различные варианты классической антенны EWE: EWE антенна инвертированное V, EWE антенна в форме прямоугольной и треугольной рамок.

K9AY описал другой вариант EWE антенны, где оба провода рамки заземлены в центре. В своей статье он указывает, что рамка может быть любой формы. Ромбическую форму он использовал, вероятно, в соответствии с практическими соображениями, а не чем-либо другим. Все рамки K9AY могут быть использованы как на 160, так и на 80 метрах, хотя оптимальные характеристики могут потребовать незначительной подстройки нагрузочного сопротивления, как указывается в этой статье.

21.1. Эволюция.

На **рис.7.68** показано, как мы можем перейти от EWE антенны с формой инвертированной V (смотри раздел 20.4) к хорошо известной рамке K9AY.

Диаграммы направленности в вертикальной плоскости для различных антенн (моделировались на частоте 1.83 МГц над хорошей землей) показаны на **рис.7.69**. Отметим, что диаграммы и усиление для всех антенн очень близки. На A показана диаграмма направленности EWE антенны инвертированное V, которая для приведенных размеров требует нагрузочного сопротивления 900 Ом для лучшей направленности.

На B концы инвертированного V приподняты на 1 м над землей и соединены с двумя наклонными проводами к заземляющей стойке в центре рамки. Нагрузка и вход антенны все еще на концах наклонных проводов. Примечательно, что мы потеряли почти 3 dB в сигнале! На C, которая является конфигурацией K9AY, мы передвинули нагрузку и вход антенны «вниз» рамки к стойке заземления. Сопротивление рамки только незначительно реактивное и простой трансформатор 9:1 позволяет достичь приемлемого значения КСВ (обычно менее 1.3). Антенна K9AY высотой 7 м и шириной 9 м (оригинальные размеры K9AY) по своим характеристикам сравнима с классической антенной EWE (над хорошей землей) 3 м высотой и 8 метров длиной, как показано на D. Рамка ромбической формы является интересной конфигурацией для создания вращающейся антенны, это сильно походит на двойную рамочную антенну ромбической формы на 20 метрах.

21.2. Вращаемая рамка K9AY.

В своей публикации K9AY использовал две рамки, установленные под прямыми углами и переключал антенную решетку в 4-х квадрантах, для перекрытия всех направлений. Достоинство этой антенной решетки заключается в получении нуля (подавлении) сзади, а не в узком переднем лепестке. С точки зрения переднего лепестка (обычно 150° в точках -3 dB) 4-х квадрантное переключение направлений является поистине идеальным, но его можно улучшить, если суметь направить нуль более точно в направлении источника помех.

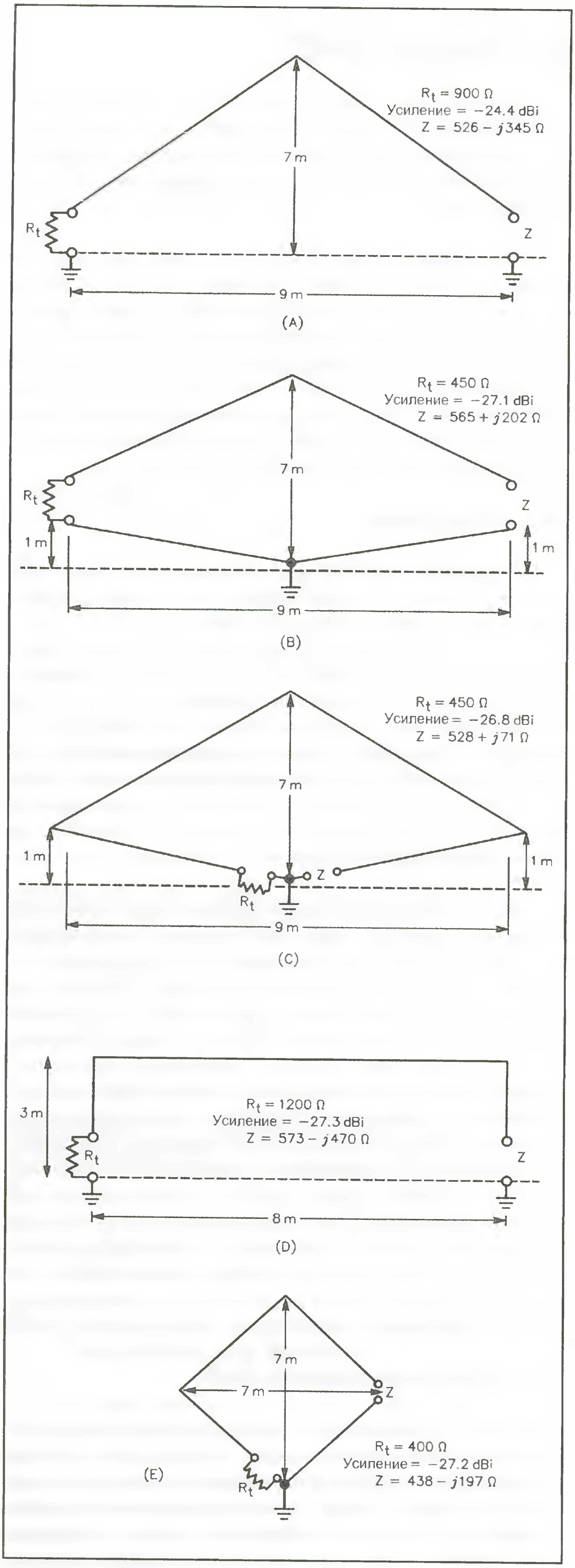


Рис.7.68. Вариации одной темы: EWE антенна (D) и некоторые ее производные, приводящие к классической рамке K9AY (C). Детальное описание смотри в тексте.

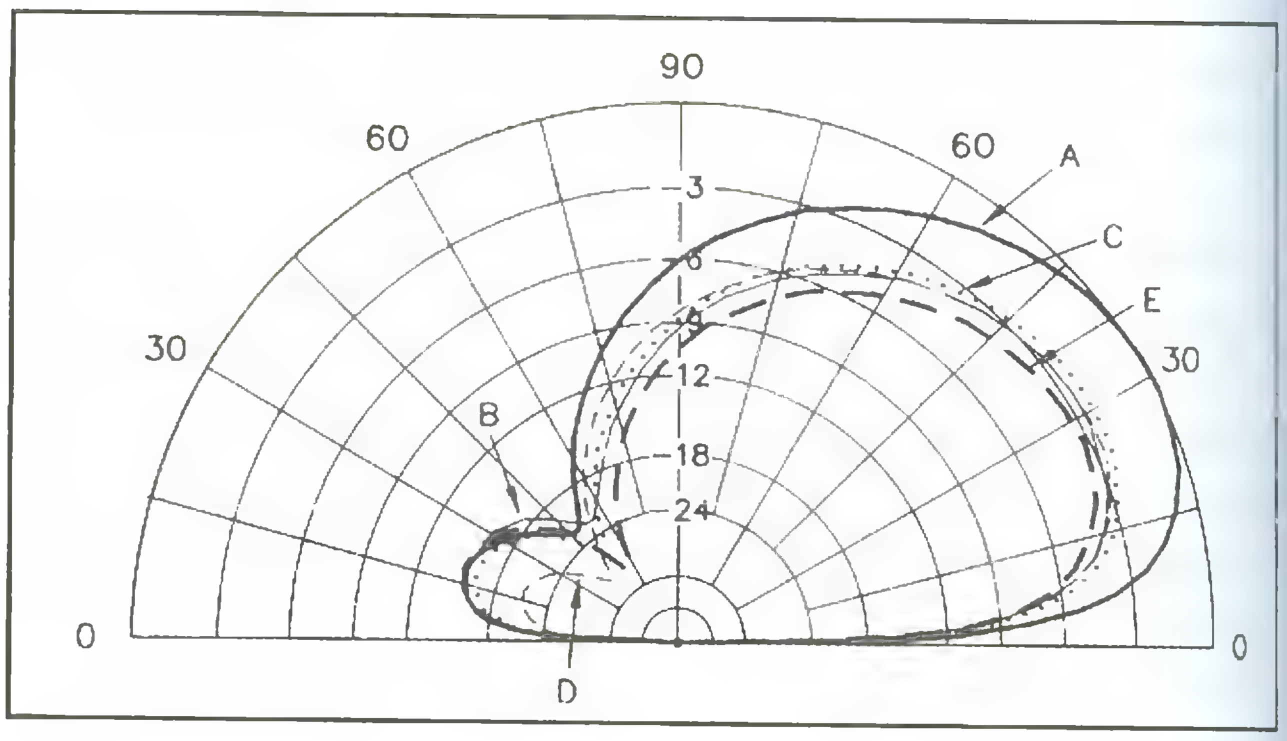


Рис.7.69. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости антенн EWE различных форм. На A: EWE антенна инвертированное V, на B: EWE антенна в форме треугольной рамки, возбуждаемой вблизи вершины угла, на C: классическая конфигурация K9AY, на D: классическая EWE антенна, на E: ромбическая равносторонняя рамка K9AY. Смотри конфигурации антенн также на рис.7.68.

Я разработал вариант, сильно похожий на квадратную антенну ромбической формы на 20 метрах (**рис.7.68E** и **рис.7.69E**). отметим положение входа и нагрузочного сопротивления. Эта антенна может легко вращаться. Линия передачи может быть уложена вдоль бамбуковой направляющей до согласующего трансформатора 9:1. Последовательный конденсатор может быть установлен для компенсации индуктивной реактивности на входе антенны. Не забудьте установить обычный подавитель синфазной моды в линии передачи (может быть сделан из множества колец). При небольших углах эта антенна имеет отношение F/B только 12 dB, но имеет очень сильное подавление при больших углах (что является достоинством при подавлении «местных» сигналов).

21.3. Настройка рамки K9AY.

Рамка K9AY может быть настроена так же, как и любая рамочная антенна EWE, изменением нагрузочного сопротивления для получения наилучшего отношения F/B. Так как наибольшее подавление происходит при больших углах, то невозможно найти острый нуль при тестировании по земной волне (почти нулевой волновой угол). Следовательно, можно выбрать какой либо канал и попытаться по ионосферному сигналу найти лучшее значение.

Трансформатор 9:1 очень хорошо согласует рамку K9AY с кабелем 50 или 75 Ом.

22. Магнитные рамочные приемные антенны.

На заре радио небольшие рамочные антенны интенсивно использовались в качестве приемных антенн. Небольшая рамочная антенна является магнитной антенной, это означает, что антенна возбуждается скорее магнитной, чем электрической составляющей радио волны. Большинство других антенн, таких как диполи, вертикальные антенны, ромбические, Yagi, большие рамочные антенны и т.п. являются так называемыми электрическими антеннами, реагирующие на электрическую составляющую волны.

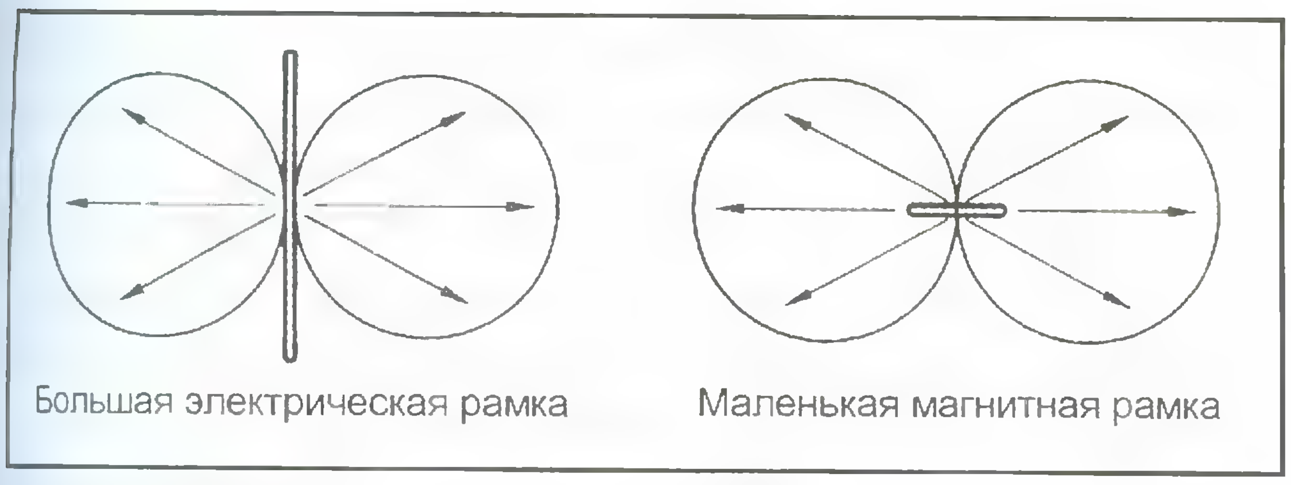


Рис.7.70. **Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости большой электрической рамки (длина окружности 1λ) и небольшой магнитной рамки.**

Полноразмерные рамки (квадратные и треугольные рамки) не являются рамочными антеннами в строгом смысле, а скорее антенной решеткой близкорасположенных диполей. Для больших рамок максимальное излучение направленно поперек плоскости рамки. Для маленьких рамок максимальное излучение происходит в плоскости рамки (продольное излучение). На **рис.7.70** показаны диаграммы направленности большой и маленькой рамок. Витков в небольшой рамочной антенне может быть больше по сравнению с витками трансформатора. Антенна настраивается в резонанс при помощи подстроечного конденсатора. Энергия может затем отводиться из «трансформатора» при помощи петли, или индуктивного или емкостного отвода. Большинство только приемных конструкций используют несколько витков для рамки. Сопротивление излучения и эффективность рамки прямо пропорционально диаметру рамки и количеству витков. Только приемные рамки были описаны с размерами от очень маленьких до достаточно больших, использующих различные системы питания, и часто снабженными встроенными предварительными усилителями [1219, 1226, 1229].

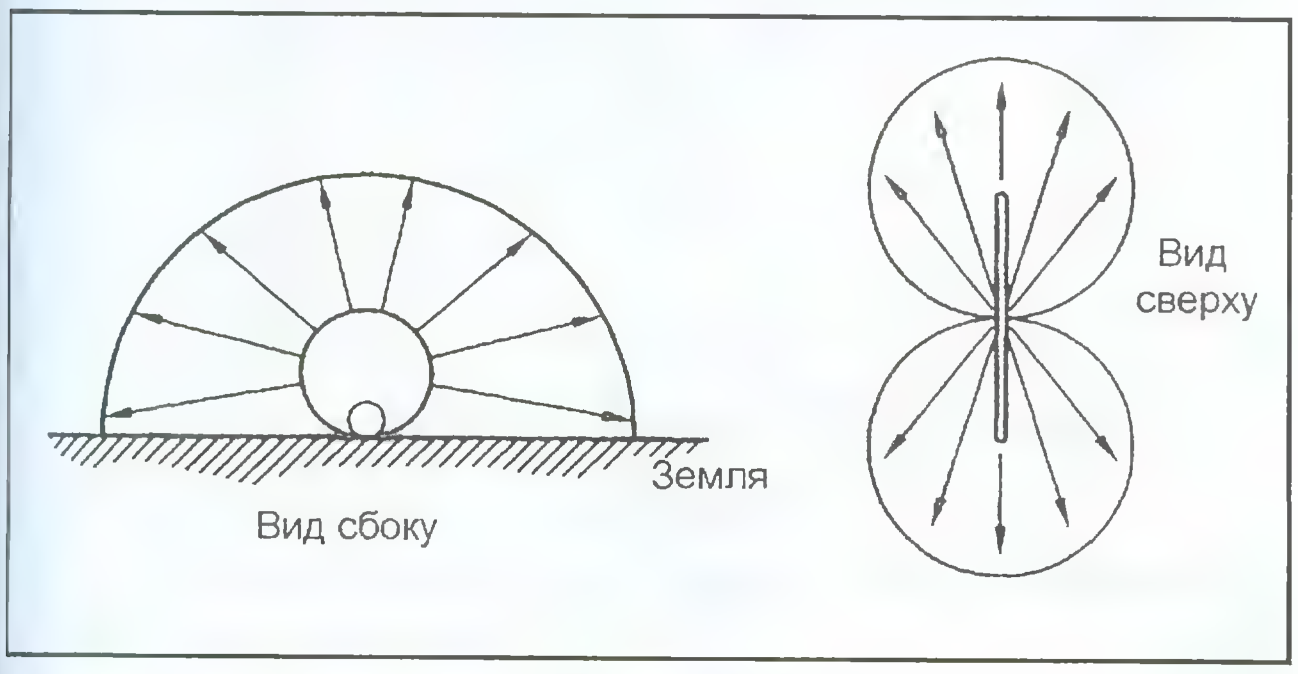


Рис.7.71. **Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях небольшой магнитной рамки, установленной в плоскости, перпендикулярной земле. (классическая конфигурация).**

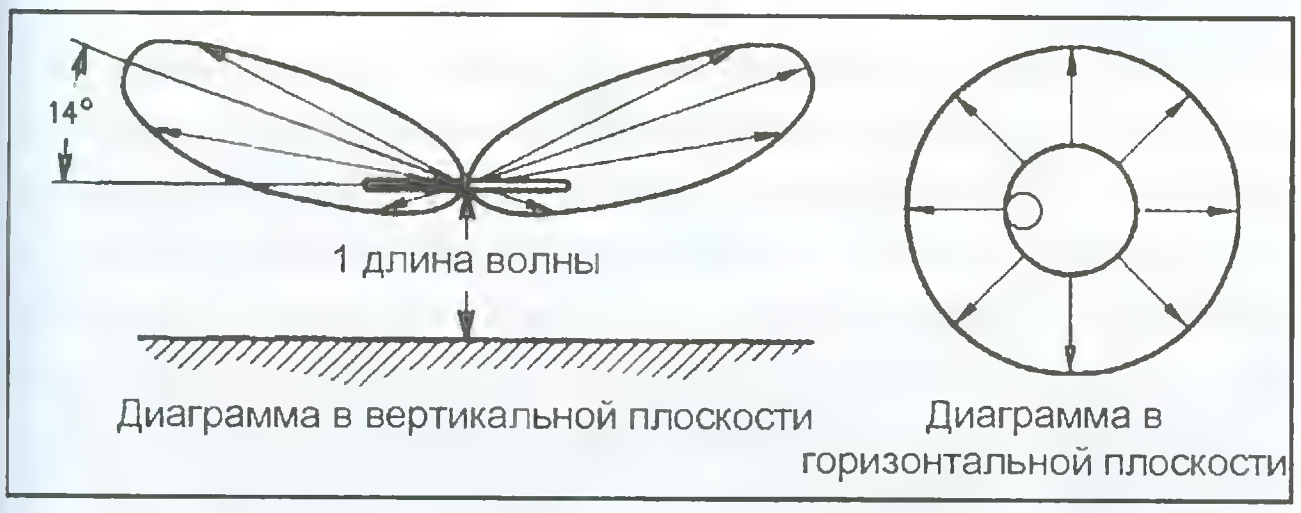

14°
1 длина волны
Диаграмма в вертикальной плоскости
Диаграмма в горизонтальной плоскости

Рис.7.72. **Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях небольшой магнитной рамки, установленной в плоскости, параллельной земле. Углы излучения теперь зависят от высоты антенны над землей (как и у диполя).**

Такие приемные рамки имеют особую ценность при приеме на 160 метрах, где они чрезвычайно полезны при исключении помех от местных источников.

Рамочные антенны могут иметь хорошую направленность в горизонтальной плоскости, но когда установлена вертикально (с плоскостью рамки перпендикулярной земле) рамка вообще не имеет направленности в вертикальной плоскости (смотри **рис.7.71** и **рис.7.72**). Это означает, что рамка принимает сигналы, как под большими, так и под малыми углами. На их характеристики не влияет качество земли (здесь нет угла псевдо Брюстера!).

McCoy, W1ICP, описал небольшую одновитковую рамку в любительской литературе [1227]. Антенна представляет собой рамку для 80 метров с диаметром 3.5 м (12 футов), настроенную в резонанс тремя последовательно соединенными конденсаторами, с линией передачи, соединенной параллельно среднему конденсатору (образующему емкостной делитель напряжения). Другие конструкции магнитных рамок опубликованы недавно [1255 и 1257]. Возникающие омические потери являются главной проблемой в получении приемлемой эффективности, принимая во внимание очень маленькое сопротивление излучения. Сопротивление излучения одновитковой рамки дается выражением:

$$R_{rad} = 197 \times \left(\frac{C}{\lambda}\right)^4,$$

где C – периметр рамки,

λ – длина волны.

Для рамки с диаметром (достаточно большим) равным 6 м (20 футов), работающей на 160 метрах:

$$R_{rad} = 197 \times \left(\frac{18.8}{164}\right)^4 = 0.034 Ом.$$

Рабочие параметры одновитковой рамки следующие:

$$L_{\mu H} = 2S \times \frac{\ln(S/d) - 1.07}{10},$$

где $L_{\mu Н}$ – индуктивность одновитковой катушки (рамки),

S – периметр рамки в метрах,

d – диаметр проводника рамки в метрах.

Пример:

Возьмем рамку диаметром 6 м, использующую трубу диаметром 30 мм в качестве проводника:

$$L = 2\pi \times 6 \times \frac{\ln(6/0.03) - 1.07}{10} = 15.9 \mu H.$$

На данной рабочей частоте для резонанса рамки необходим конденсатор:

$$C = \frac{25.300}{f^2 \times L},$$

где C – настроечная емкость, pF,

f - рабочая частота, кГц,

L – индуктивность рамки, μH.

Для резонанса 6-ти м (диаметром) рамки (с собственной индуктивностью 15.9 μH) на частоте 1.835 МГц необходим конденсатор:

$$\frac{25.300}{1835^2 \times 15.9} = 473pF.$$

В последние годы Wuertz, DL2FA, Kaeferlein, DK5CZ и Schwarzbeck, DL1BU [1218] интенсивно экспериментировали с одновитковыми передающими рамками [1215 – 1217].

Коммерческие версии этих рамок изготавливаются Kaeferlein, DK5CZ, и продаются по всему миру. Последняя модель (AMA 7) имеет диаметр 3.4 м и перестраивается от 1.7 до 8.0 МГц. В **таблице 7.21** показаны основные характеристики этой рамочной антенны, которая была настроена на 160, 80 и 40 метров. Рамка была также сделана для передачи (максимальная мощность 100 Вт), но на 160 метрах она является очень плохой передающей антенной с точки зрения вносимых потерь, равных 10 dB. Для приема это совсем не важно.

Таблица 7.21. Основные электрические характеристики рамки AMA 7 для 40, 80 и 160 метров. Границы перестройки: 1.75 – 8.0 МГц.Мощность 100 Вт.

Полоса	40 м	80 м	160 м
Усиление (dBd)	-0.71	-3.13	-10.2
Эффективность	93%	53%	11%
R_{rad} (мОм)	762	48	3.5
Полоса частот (КСВ≤ 2.0)	14 кГц	5 кГц	2 кГц

Отметим очень небольшое значение сопротивления излучения рамки на 160 метрах: 3.5 мОм! Это соответствует расчетной полосе частот по уровню 3 dB только 2 кГц. Здесь мы подошли к другому преимуществу небольшой рамки: Узкая полоса частот добавляет высокую степень внешней селективности, которая может помочь в уменьшении интермодуляционных помех в приемнике, для случая, когда мощные близкорасположенные радиовещательные станции представляют проблему. Хотя нельзя надеяться, что такая маленькая рамочная антенна будет конкурировать с передающими антеннами для дальней связи в длинноволновых диапазонах, она может оказать существенную помощь для достижения лучшего приема. Для искусственных шумов электрическая составляющая излученной волны в большинстве случаев является преобладающей в ближнем поле. Так как рамка реагирует только на магнитную составляющую сигнала, то рамки являются менее шумящими приемными антеннами, чем диполи или монополи.

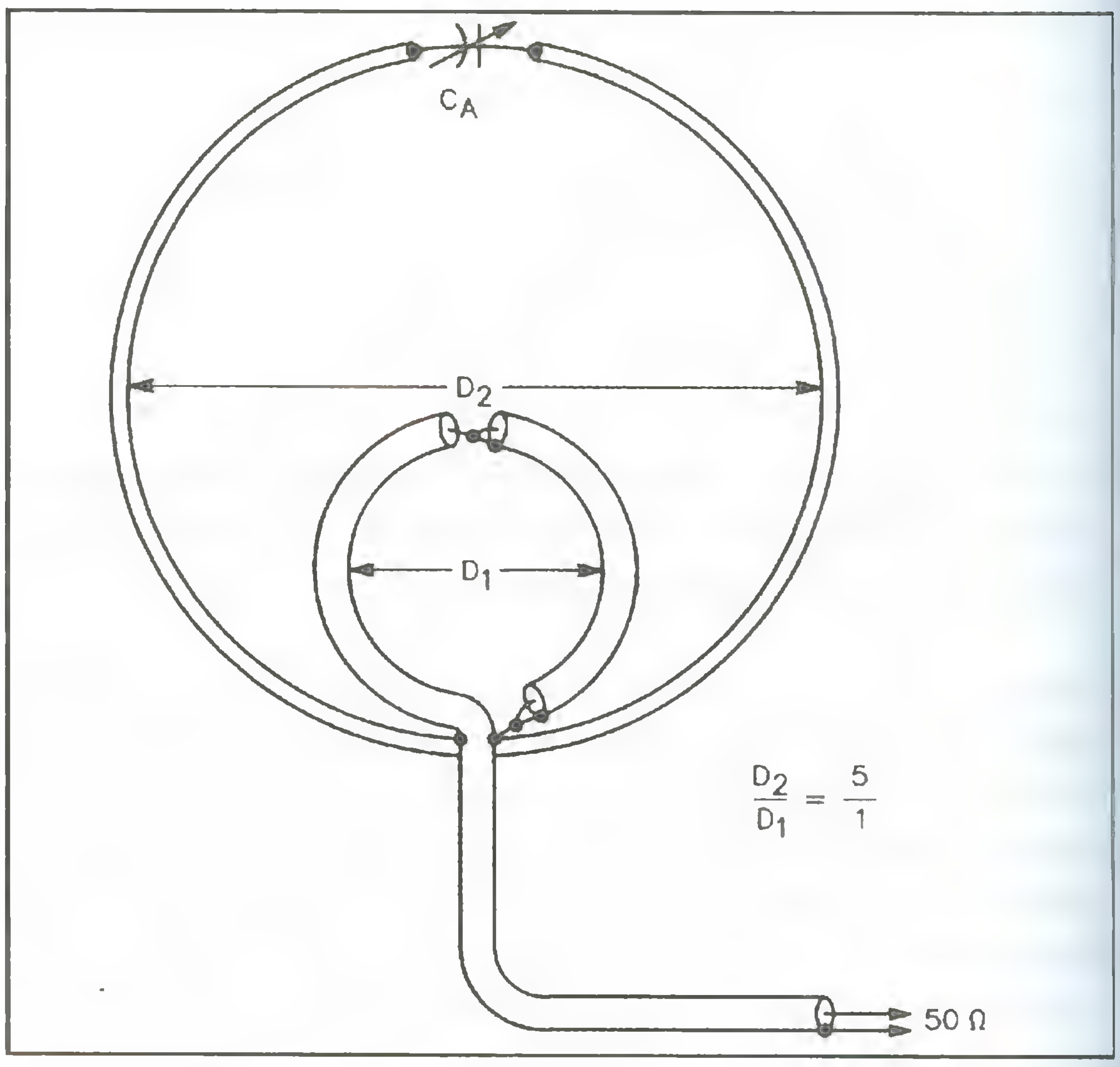


Рис. 7.73. Схема рамки связи, использованной DK5CZ в его магнитной рамке AMA. Изменение формы небольшой внутренней рамки делает возможным получение КСВ близкого к 1.0 во всей перекрываемой полосе.

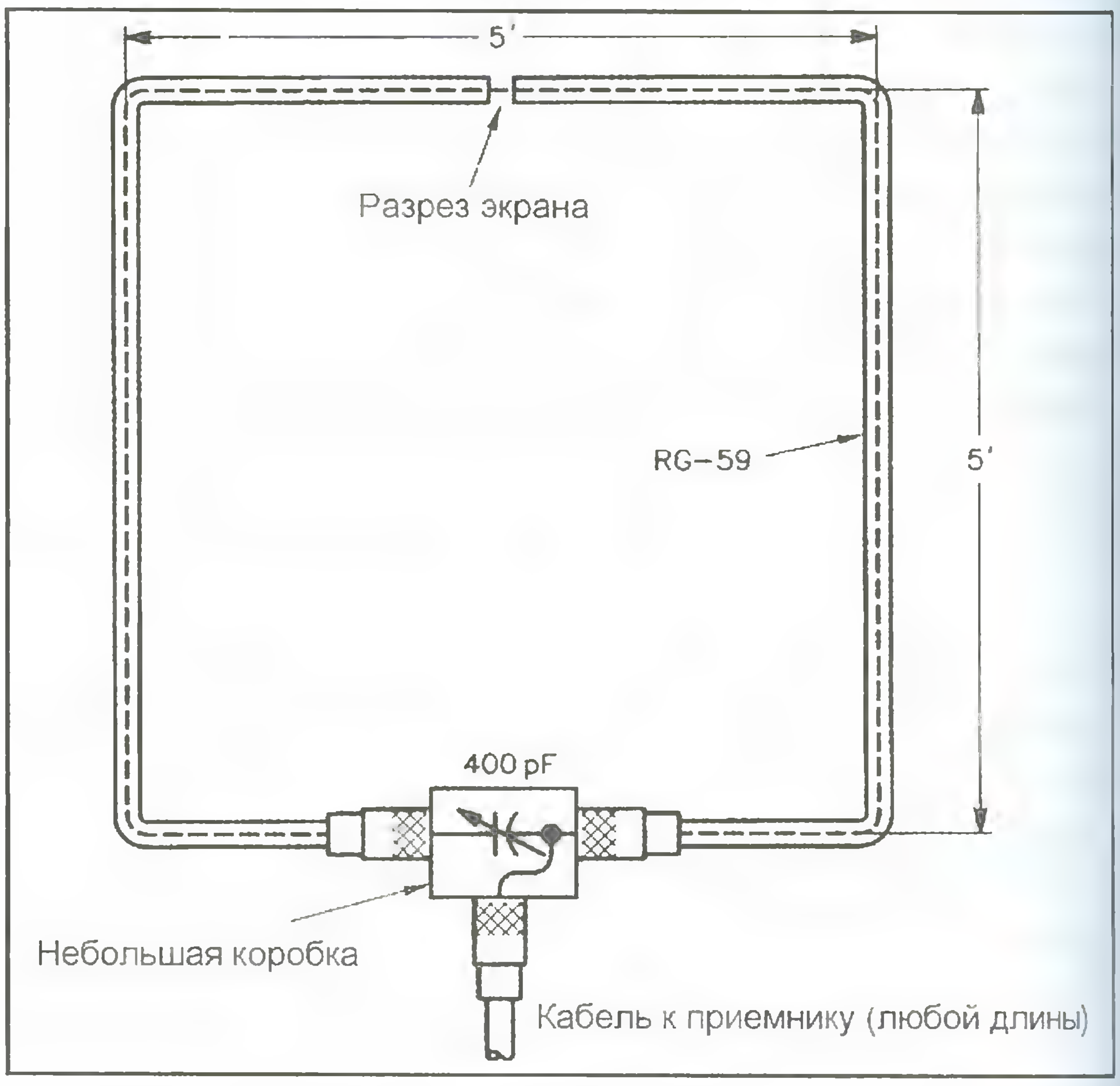


Рис.7.74. Экранированная приемная рамка для 160 метров, описанная в The ARRL Antenna Book. Эта приемная антенна использовалась HB9AMO вместе с предварительным усилителем 15 dB.

Источники искусственных шумов почти всегда местного происхождения (сигналы земной волны), а раз так, то поляризация и фаза сигналов являются постоянными (в предположении стационарности источника шума). Необходимой предпосылкой достижения стабильного нуля мешающего сигнала является ориентация рамки в линию с источником шума. На практике легко достижимо подавление на 20 dB или больше.

При вертикальной установке (классический вариант) высота рамки над землей слабо влияет на диаграмму направленности или на эффективность. Маленькая проводимость земли не влияет на эффективность рамки, так как линии магнитного поля параллельны земле. Если рамку установить горизонтально (плоскость рамки параллельна земле) диаграмма направленности в горизонтальной плоскости становится ненаправленной, а углы излучения диаграммы направленности в вертикальной плоскости зависят от высоты антенны над землей (могут быть использованы углы излучения, данные в главе 8 для горизонтальных диполей).

Имеются превосходные статьи в литературе по изготовлению магнитных рамок [1215, 1216, 1219, 1220, 1221, 1229, 1252, 1253, 1254, 1255]. Однако, необходимо отметить, что проблема конструирования эффективной рамки на 160 метров не так легко преодолевается. Многополосные рамки должны быть достаточно малы, чтобы охватить наивысшую частоту при установке конденсатора на минимум. Тогда для низшей частоты рамка может потребовать большого конденсатора. Таким образом, на низшей частоте R_{rad} будет очень небольшим (вероятно от 5 до 50 мОм), это означает, что сопротивление потерь в рамке должно быть очень маленьким.

Получающиеся при этом токи, а также напряжения становятся очень большими, даже при передаваемой мощности 100 Вт. С другой стороны, высокие напряжения не столь неизбежны: Когда, как мы ближе познакомимся с рамкой, она будет расстроена благодаря эффекту близости, так что напряжение уменьшится до безопасного уровня. Другой проблемой, если хотите, является вращаемый на удалении переменный конденсатор (который в, действительности, должен быть конденсатором с разъемным статором, во избежание потерь), который перестраивается достаточно медленно на практике. Не забывайте, мы говорим о полосе частот по уровню 3 dB, равной 2 кГц на 160 метрах! Магнитная рамочная антенна АМА 7, имеющаяся в распоряжении у электроника Kaeferlein, DK5CZ, Германия, удовлетворяет всем этим требованиям в очень хорошем инженерном устройстве. Антенна АМА также очень интенсивно используется в гражданских учреждениях, таких как посольства.

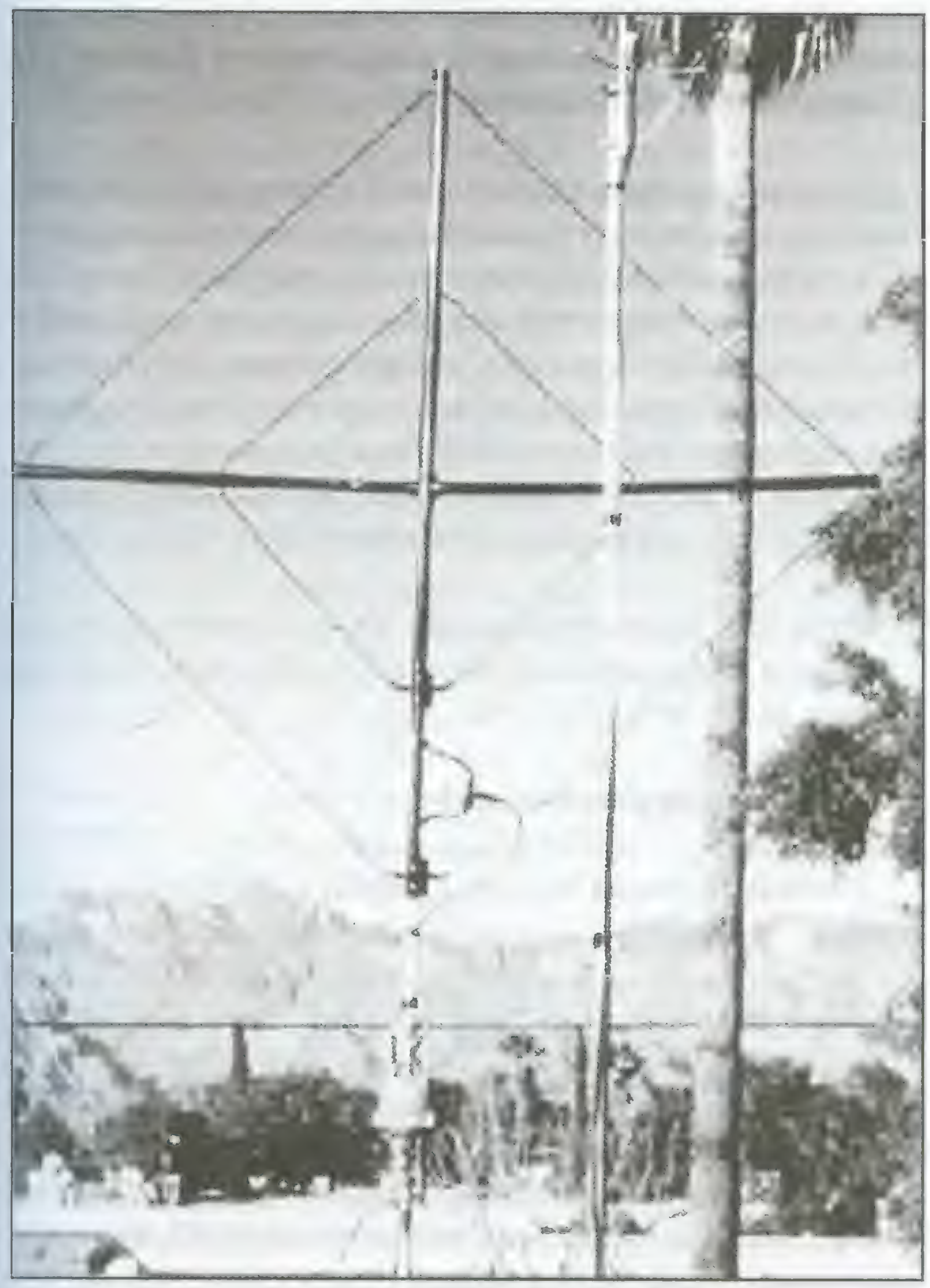


Рис.7.75. Магнитная рамка KC2TX для 80 и 160 метров.

ВЧ связь в рамке может быть выполнена несколькими путями. В своей коммерческой брошюре DK5CZ описал индуктивно связанную рамку, выполненную из коаксиального кабеля. Эта рамка диаметром приблизительно одна пятая от диаметра основной рамки. На **рис.7.73** показана схема рамки связи. Настройка на минимальное значение КСВ выполняется просто подбором формы маленькой рамки внутри большой. Может быть найдена форма, которая даст приемлемое значение КСВ во всей рабочей полосе частот (например, от 40 до 160 метров для модели рамки АМА 7).

Mozzochi, W1LYQ, использовал рамку с периметром 24 м (80 футов). Он сообщил о прекрасных результатах на 160 метрах даже для передачи, когда он работал с многочисленными европейскими станциями на рамку.

Petry, HB9AMO, сообщил об использовании экранированной рамки, описанной в The ARRL Antenna Book (18 глава, страницы от 5-19 до 5-20), в сочетании с его вертикальной антенной, нагруженной на вершине, высотой 27 м, приведшими его на первое место даже на 160 метрах в WAZ. Для увеличения сигнала он использовал предварительный усилитель 15 dB. Детальное описание смотри в The ARRL Antenna Book.

S. Ritchie, KC2TX, сделал эти рамки доступными по очень умеренной цене. Он имел однополосную на 80 метров, однополосную на 160 метров и двухполосную (80 метровую внутри 160 метровой) рамки. Выходной сигнал этих рамок приблизительно равен -15 dBi, а входное сопротивление на резонансе близко к 50 Ом. 80 метровая рамка приблизительно 1.2 м в диаметре, 160 метровая приблизительно в два раза больше. Предварительный усилитель требуется в большинстве случаев и, если коаксиальный кабель выполнен до радиорубки достаточно длинным, предварительный усилитель должен быть установлен в рамке (**рис.7.75**). Для уточнения цены и других деталей свяжитесь с KC2TX **http://www.qsl.net.kc2tx/.**

Очевидно, что две или больше таких рамок могут быть сфазированы вместе для увеличения направленности и усиления. Можно подвести выходные сигналы двух рамок к сумматору с регулируемым усилением и фазой, такому, как MFJ-1026.

Fenwick, K5RR, описал антенную решетку, выполненную из двух небольших рамок (8.5 м периметром), расположенные на расстоянии 18 м друг от друга и возбуждаемые при помощи гибридного ответвителя Вилькинсона и коаксиальной линии задержки [1248]. Fenwick сообщил о отношении F/B, равном 35 dB на рабочей частоте и вблизи ее, и около 20 dB в широком частотном диапазоне вокруг рабочей частоты.

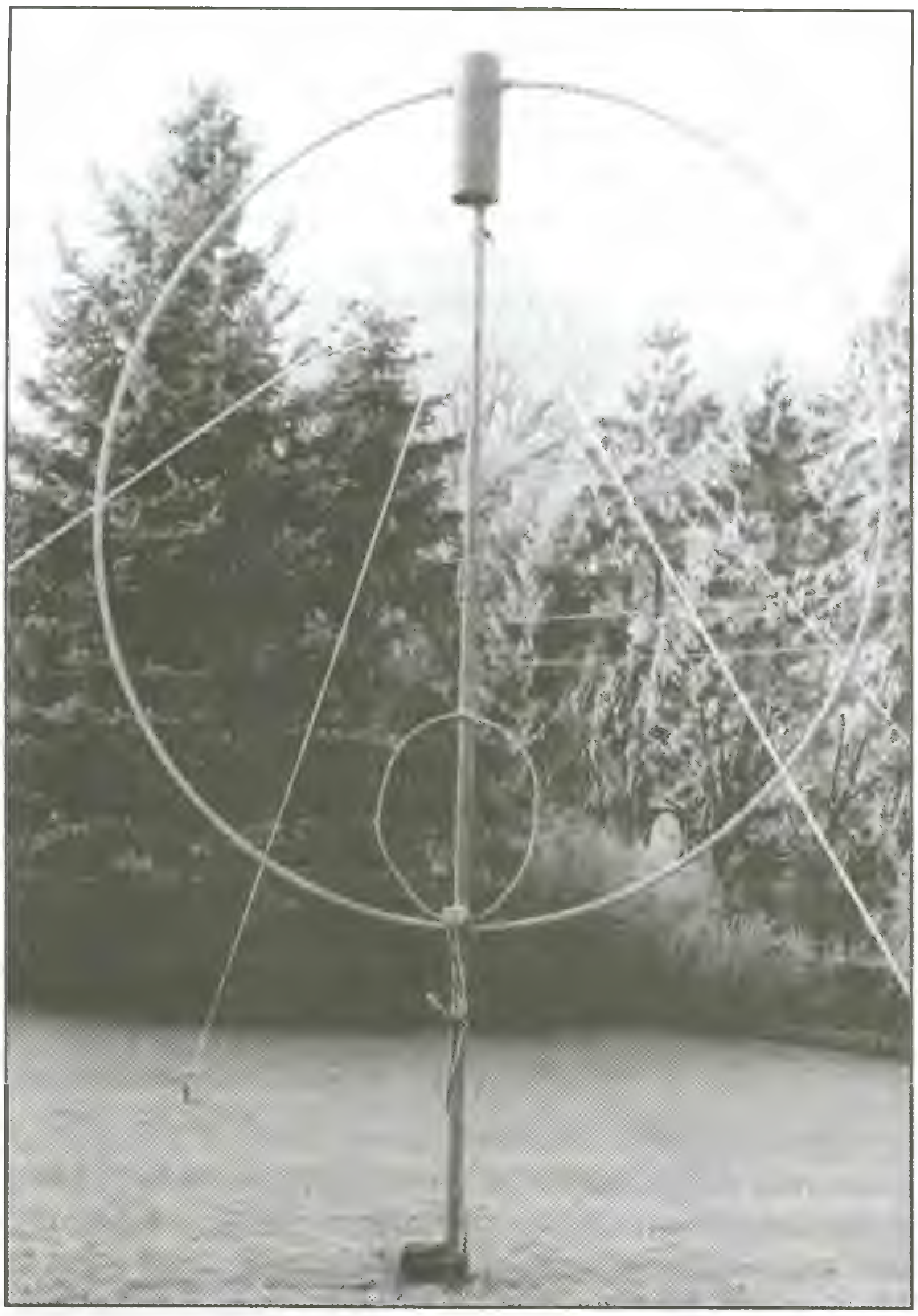


Рис.7.76. Магнитная рамка AMA 7, установленная в саду ON4UN. Она расположена примерно в 60 м от передающей вертикальной антенны на 160 метров, большое расстояние уменьшает связь с вертикальной антенной.

Выходной сигнал антенной решетки приблизительно на 29 dB меньше выходного сигнала соответствующей вертикальной антенны.

Во время зимы 1992-1993 я установил рамку AMA 7 (от 1.8 до 7 МГц) в моем саду (смотри **рис.7.76**). основание рамки расположено на высоте 1.5 м (5 футов) от земли. Антенна питалась кабелем RG-213 длиной 30 м (100 футов). Целью было исследование рамки, особенно в сравнении с антеннами Бевериджа длиной 200 и 300 м, которые я использовал. Сразу стало ясно, что при всех равных условиях рамка шумит меньше, чем четвертьволновая передающая антенна, тогда как сигнал уменьшается на 10 - 15 dB (что, вообще говоря, несущественно). На 80 метрах происходит тоже самое, но «потери» относительно вертикальной антенны только приблизительно 1S. На 40 метрах сигнал рамки меньше сигнала 3-х элементной Yagi приблизительно на 10 dB. Во всех трех длинноволновых диапазонах я нашел рамку весьма стоящей для приема. Однако, не было случая, когда я посчитал бы рамку такой же хорошей приемной антенной, как любая из моих антенн Бевериджа. Рамка чувствительна к дождевым атмосферным помехам, если не покрыта изолирующим материалом.

Магнитные рамки легко моделируются с использованием MININEC, при соблюдении предосторожностей в определении достаточного количества импульсов на сторону (если рамка квадратная).

23. Компактные антенные решетки осевого излучения.

Двухэлементные антенные решетки осевого излучения имеют некоторые интересные характеристики, которые делают их привлекательными для самостоятельного изготовления. Они могут стать почти равными антеннам Бевериджа!

23.1. Использование заземленных вертикальных элементов.

23.1.1. Тригонометрия: идеальный теоретический случай.

Рассчитаем пример 2-х элементной антенной решетки, использующей в качестве излучателей вертикальные излучатели, установленные на земле. Возьмем две очень коротких вертикальных антенны, скажем 6 м длиной (2.5 см в диаметре). Вы не имеете много места в саду и можете разнести антенны на расстояние 8 м, не больше. Вы начинаете расчет с моделирующей программы, возбуждая первый элемент током 1 А и фазой, равной нулю.

После многочисленных расчетов, во время которых вы найдете при помощи теоретических сечений и попыток (к счастью вы не сможете сделать реальное «сечение» на компьютере), что, если вы возбудите второй элемент с той же амплитудой тока, но с разностью фазы 164°, то вы получите идеальную кардиоидную диаграмму направленности с отношением F/B, равным 45 dB.

Если вы находите удовольствие в очень высоком значении F/B, то вы можете продолжить эти несерьезные расчеты и получить на вашем компьютере, скажем, 60 или 70 dB. Это, конечно, теоретические (или на мониторе?) децибелы. Я никогда не понимаю, как некоторые могут возбуждаться при получении этих высоких значений. Это только подтверждает, что некоторые люди не проводят различия между математикой и физикой. Все, что больше 35 dB, в реальной жизни достается после «крупной» соли на спине!

Итак, наш компьютер сказал 164° и это логично, так как, принимая во внимание волновой угол 25°, расстояние 8 м, равное 16°, то 164 = 180 – 16.

Как мы это рассчитали?

1 длина волны на частоте 1.83 МГц = 299.8/1.83 = 163.8 м = 360°.

1° = 0.455 м.

Предположим, что мы хотим иметь максимальное отношение F/B при волновом угле 25° (cos25° = 0.91).

Принимая во внимание волновой угол 25°, мы можем рассчитать требуемый фазовый сдвиг для получения бесконечного отношения F/B при волновом угле 25°:

$$0.91\times\frac{8}{0.455}=16^\circ.$$

Важное замечание.

Если мы конструируем антенную решетку на максимальное отношение F/B при волновом угле 25°, тогда при настройке с дополнительным генератором (должен быть установлен по крайней мере на расстоянии 5λ) мы должны установить генератор на линии под углом 25° к геометрическому направлению назад от антенны, что означает угол 155° или 205°. Это просто потому, что мы (обычно) не можем провести измерения при волновом угле 25° (для этого нам необходимо установить источник сигнала на высоте 466 м, если генератор удален на расстояние 1 км…). Антенна, которая оптимизирована для наилучшего отношения F/B (направление 180°) при волновом угле 25°, будет иметь такое же подавление при (почти) нулевом волновом угле в направлении 155° (180 – 25) и 205° (180 + 25). Вышеприведенные расчеты поясняют почему это происходит. Волновой угол для источника сигнала на высоте 1.5 м и удалении 100 м составляет приблизительно 0.1°.

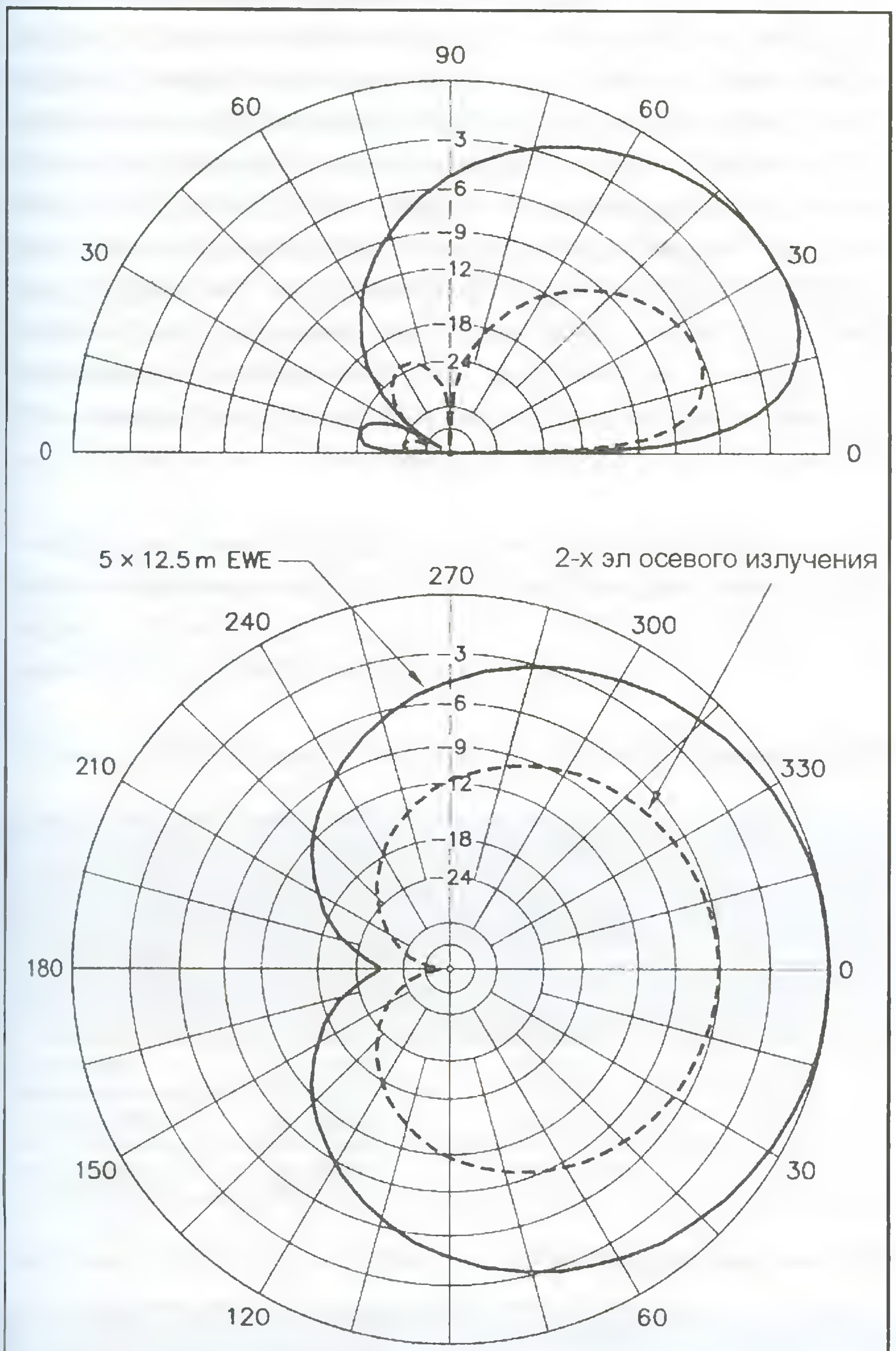


Рис. 7.77. **Диаграмма направленности двухэлементной антенной решетки осевого возбуждения в сравнении с диаграммой направленности большой (5 х 12.5 м) антенны EWE. Отметим лучшее подавление при больших углах для 2-х элементной антенной решетки.**

23.1.2. Входные сопротивления.

В настоящий момент мы имеем только некоторые тригонометрические выкладки. Давайте посмотрим сопротивления. Входные сопротивления 2-х вертикальных элементов равны 4.0 –j1349 Ом и -3.9 –j1349 Ом. Отрицательные входные сопротивления являются нормальными; смотри главу 11 (антенные решетки). Эти значения могут быть получены при помощи какой либо программы, основанной на MININEC.

Как мы теперь обеспечим такие токи (1А ∠0° и 1А ∠164°) на входе элементов, имеющих такие «нереальные» сопротивления. Именно здесь лежит проблема. Если мы сможем сделать это без потерь, то эта 2-х элементная антенная решетка будет работать также хорошо на передачу, как и 2-х элементная антенная решетка с элементами высотой 40 и на расстоянии 40 м между собой.

Что нам нужно для возбуждения элементов антенной решетки согласованной линией передачи (КСВ менее 1.2) в как можно более широкой полосе частот? Нам нужно иметь входное сопротивление равное волновому сопротивлению линии передачи в этой полосе частот.

Существует несколько путей достижения этого. Один заключается в нагрузке короткой вертикальной антенны индуктивностью, но не до резонанса, а затем параллельное возбуждение трансформатором, плюс компенсация остающейся реактивности во вторичной обмотке трансформатора, чтобы получить сопряженное согласование во вторичной обмотке трансформатора (смотри раздел 23.1.9).

Единственно реальной проблемой является получение в данном частотном диапазоне при помощи какой-либо согласующей системы (достаточно) постоянного входного сопротивления для всех элементов антенной решетки.

Для приемной антенны является нормой добавление небольшого сопротивления в систему. Мы можем сделать элементы резонансными (избавившись от емкостной реактивности) и затем, если необходимо, добавить последовательное сопротивление для получения, например, сопротивления 75 Ом при резонансе. Входное сопротивление будет состоять на 99% из дополнительного сопротивления и (обычно) 1% сопротивления излучения. Именно поэтому эти антенны имеют чувствительность на 20 dB меньше!

23.1.3. Нагрузка элементов.

Рассмотрим «главную нагрузку» этих коротких элементов и настроим их в резонанс. Мы установим большую катушку (117 μH) для компенсации отрицательной реактивности -1349 Ом. Это реальная катушка с реальной добротностью (Q). Предположим на минуту, что мы получили добротность, равную 30. Эквивалентное сопротивление каждой катушки будет равно 1349/30 = 45 Ом. Ранее я предположил (в действительности это сделано в MININEC), что мы имеем идеальную землю. MININEC идеален для выполнения расчетов такого типа, при условии, что мы установим эквивалентное сопротивление потерь последовательно с соединением с заземлением.

Предположим, что мы имеем короткие заглубленные противовесы и хорошую землю, и я оцениваю сопротивление заземления в 26 Ом. Входное сопротивление двух элементов теперь будет равно 4 + 45 + 26 = 75 Ом для элемента с задержкой фазы и -3.9 + 45 + 26 = 67.1 Ом для элемента с опережением фазы. Никакой реактивной части, 100% резонанс, и достаточно хорошее согласование с линией передачи 75 Ом.

Посмотрим, что получилось на выходе антенны: -27 dBi. Ничего удивительного при сопротивлении потерь 74 Ом и сопротивлении излучения менее, чем 1 Ом! Итак, мы не можем всего достичь и, все-таки, это приемная антенна. Но 27 dB является небольшим (или скорее очень маленьким) сигналом. Это почти на 20 dB меньше, чем сигнал антенны Бевериджа длиной 1λ! На **рис.7.77** показаны диаграммы направленности этой антенной решетки в вертикальной и горизонтальной плоскостях на рабочей частоте в сравнении с диаграммами направленности антенны EWE.

23.1.4. Фазирующая линия.

Входные сопротивления достаточно близки к волновому сопротивлению линии 75 Ом, так что мы можем попытаться получить фазовую задержку простой установкой линии необходимой длины в градусах (смотри главу 11). В принципе, это нормально, если КСВ в линии равен единице и если нет потерь. Поскольку в линии не идеальный режим бегущих волн и линия не без потерь, в действительности трансформация не будет идеальной. Предположим, что мы делаем линию задержки, используя кабель с волновым сопротивлением 75 Ом. Его электрическая длина должна быть равной 164° (наша задача получить бесконечное подавление при волновом угле приблизительно равном 25°). Как мы можем сделать линию задержки длиной 164°? Отмерьте линию длиной 180° (смотри главу 6, раздел 4.1), теперь вы имеете линию длиной точно 0.5λ, используйте правило 3, чтобы отрезать 16°.

23.1.5. Анализ полосы частот.

Чтобы сохранить фазовый сдвиг равным 164° в стороне от рабочей частоты (например, на 1810 или 1860 кГц) необходимо:

- Сопротивление элементов должно оставаться постоянным.
- Линия передачи должна быть без потерь.
- Линия передачи должна иметь постоянную электрическую длину (164°) на всех частотах.

Предположив отсутствие потерь в линии и единичное значение КСВ, фактическая длина фазирующей линии в 164° (отрезанной для середины частотного диапазона: 1830 кГц) будет равна 162.2° на частоте 1850 кГц и 165.8° на частоте 1810 кГц (простое правило трех). Мы должны принимать во внимание эти углы при расчете диаграмм направленностей на частотах 1810 и 1850 кГц.

Чтобы исследовать влияние этих незначительных изменений фазовых задержек, а также влияние КСВ и потерь в кабеле, я рассчитал сопротивления элемента с фазовой задержкой (элемента, возбуждаемого через фазирующую линию) при помощи ELNEC. Реальное значение фазы тока (также как и амплитуды) было затем рассчитано при помощи программного модуля "Real Cable Z/I/E Listing Program", являющегося частью программного обеспечения ON4UN LOW-BAND SOFTWARRE (смотри главу 4). Далее была рассчитана диаграмма направленности, используя эти «реальные» значения для тока возбуждения второго элемента, чтобы увидеть воздействие этих переменных. В **таблице 7.22** показаны результаты.

Максимальное отношение F/B (в геометрическом направлении назад от антенной решетки) приведено для уг-

Таблица 7.22 Расчетные характеристики для 1810, 1830 и 1850 кГц (смотри текст)

Частота	Теоретическое значение фазы	Сопротивление антенны с запаздыванием фазытока	Действительное значение фазы тока	Действительное значение амплитуды тока	КСВ фазирующей линии	Среднее подавление в секторе 60°x 80°	Максимальное отношение F/B при угле места °
1810	165.8°	74.6-j15	164.9°	1.02	1.22	21.7 dB	29 dB/30°
1830	164.0°	75.0+j0.0	164.0°	0.97	1.00	20.0 dB	25 dB/27°
1850	162.2°	75.4+j16	163.5°	1.03	1.25	19.4 dB	26 dB/10°

Таблица 7.23 В дождливую погоду (R_{ground} на 10 Ом меньше). Сравни с таблицей 7.22

Частота	Теоретическое значение фазы	Сопротивление антенны с запаздыванием фазытока	Действительное значение фазы тока	Действительное значение амплитуды тока	КСВ фазирующей линии	Среднее подавление в секторе 60°x 80°	Максимальное отношение F/B при угле места °
1810	165.8°	64.4-j15	166.7°	1.03	1.30	20.8 dB	25 dB/40°
1830	164.0°	65.0+j0.0	165.9°	0.98	1.16	22.4 dB	29 dB/40°
1850	162.2°	65.4+j16	165.5°	0.94	1.32	17.8 dB	21 dB/10°

лов, при которых оно достигается. Опять таки, максимальное значение ограничено 35 dB.

Среднее подавление является математическим усреднением 30 значений, взятых с шагом 10° по углу места (от 10° до 60°) и с шагом 20° от 140° до 220° (по азимуту). Все значения больше, чем 35 dB были взяты, как 35 dB. Интегрирование значений подавления в области 60° х 80° дает хорошую идею среднего подавления сигналов антенной «сзади».

Как хороши эти значения? Чтобы оценить их, я также рассчитал среднее значение (от 0 до 60° по углу места и от 140 до 220° по азимуту) для идеальной антенны (антенны, использующей фазирующую линию без потерь с единичным значением КСВ, обеспечивающую фазовый угол 164° и амплитуду 1.0), которое оказалось равным 22.2 dB. Это означает, что наша практическая модель в частотном диапазоне 40 кГц имеет значения, отличающиеся не более, чем на 3 dB, от среднего подавления нашей чисто теоретической модели, что достаточно хорошо.

23.1.6. Определение характеристик антенной решетки.

Вы можете определить эту антенную решетку, как антенну, имеющую отношение F/B более, чем 35 dB на ее рабочей частоте при волновом угле 25°. Что изменится, если мешающий сигнал, который вы хотите подавить, будет точно при этом волновом угле и как раз сзади антенной решетки? Волновым углом мы не сможем легко управлять, поскольку для этого нам необходимо использовать линию задержки переменной длины. Азимутальным углом (направлением) мы можем управлять, сделав антенную решетку вращаемой антенной (смотри раздел 22.3).

Однако, намного более реально ознакомиться со средним ослаблением приемной антенной сигналов, приходящих сзади! Считайте, что вам посчастливилось, если мешающий сигнал находится в угловом конусе 60° по углу места и 80° по азимуту. Все, что можно здесь сказать, что это вопрос удачи, чтобы ваш сигнал был нацелен на минимум или максимум конуса. Однако, при этом вы знаете, что в среднем ослабление есть. В разделе 26 я сравню антенны Бевериджа с антеннами EWE и антенными решетками осевого излучения с этой точки зрения.

23.1.7. Влияние различных потерь в земле.

Потери в земле являются другой переменной: до настоящего времени я предполагал потери в земле равными 26 Ом. Однако, в дождь потери уменьшаются до 15 Ом, а в сухое лето увеличиваются до 35 Ом. Что тогда?

Я исследовал теоретические характеристики для системы, использующей различные сопротивления потерь в земле. В таблице 7.23 приведены результаты для случая, когда сопротивление потерь в земле оказалось на 10 Ом меньше, чем ожидалось (дождливая осень).

Те же самые расчеты были сделаны для сопротивления потерь на 10 Ом больше, чем предполагалось (сухое лето) и результаты приведены в **таблице 7.24**.

Из этих таблиц мы можем заключить, что диаграммы направленности изменяются при изменении качества (потерь) земли (достаточно значительно, если потери увеличиваются).

23.1.8. Заключение.

Существует два механизма, которые уменьшают отношение F/B в моделях, которые я исследовал:

- Изменение потерь в земле увеличивает или уменьшает реальную часть сопротивления элемента антенной решетки. Хотя диаграмма направленности и не разваливается при этих различных условиях, очень важно контролировать этот параметр, если надеяться на лучшие характеристики во все време-

Таблица 7.24 В сухую погоду (R_{ground} на 10 Ом больше). Сравни с таблицей 7.22

Частота	Теоретическое значение фазы	Сопротивление антенны с запаздыванием фазытока	Действительное значение фазы тока	Действительное значение амплитуды тока	КСВ фазирующей линии	Среднее подавление в секторе 60°х 80°	Максимальное отношение F/B при угле места °
1810	165.8°	84.4-j15	163.1°	1.01	1.25	18.2 dB	20 dB/10°
1830	164.0°	85.0+j0.0	162.1°	0.96	1.13	20.7 dB	25 dB/10°
1850	162.2°	85.4+j17	161.1°	0.90	1.28	13.7 dB	17 dB/10°

Таблица 7.25 Использование элементов в форме проволочной корзины диаметром 15 см. Сравни с таблицей 7.22

Частота	Теоретическое значение фазы	Сопротивление антенны с запаздыванием фазытока	Действительное значение фазы тока	Действительное значение амплитуды тока	КСВ фазирующей линии	Среднее подавление в секторе 60°х 80°	Максимальное отношение F/B при угле места °
1810	165.8°	75.0-j10	165.1°	1.00	1.14	23.4 dB	>35 dB/32°
1830	164.0°	75.0+j0.	164.0°	0.97	1.00	20.0 dB	27 dB/27°
1850	162.2°	74.0+j10	163.3°	0.95	1.16	17.6 dB	23 dB/10°

на года. Мы можем уменьшить влияние изменений проводимости земли, закапывая более длинные противовесы у каждого элемента или устанавливая сеть плетеных проводов. Это не всегда очень практично. Другим решением является избавление от земли : вместо использования электрически четвертьволновых антенн, установленных на земле, используйте электрически полуволновые антенны, незначительно приподнятые над землей (смотри раздел 23.3).

- Реактивная часть входного сопротивления изменяется с частотой. Мы можем сделать элемент более толстым и мы можем компенсировать реактивность катушкой, которую подключим последовательно со входом антенны при уменьшении частоты. Можно представить себе использование нескольких небольших реле и подстройку элементов в резонанс каждые 10 кГц.

Я изменял диаметр элемента от 2.5 см до проволочной корзины 15 см в диаметре. Результаты приведены в **таблице 7.25**.

Использование такого «полного излучателя» уменьшает реактивную часть с 16 Ом до приблизительно 10 Ом на частотах 1810 и 1850 кГц. Достаточно неожиданно, что это не привело ко всеобщему улучшению диаграммы направленности. Антенная решетка из элементов диаметром 2.5 см имеет почти такую же диаграмму направленности, как и антенная решетка из элементов диаметром 15 см! (сравните **таблицы 7.22** и **7.25**). Использование «полных» элементов также значительно уменьшает реактивность элементов для данной физической длины. Для приемной антенны это неважно, так как мы в любом случае вносим дополнительное сопротивление.

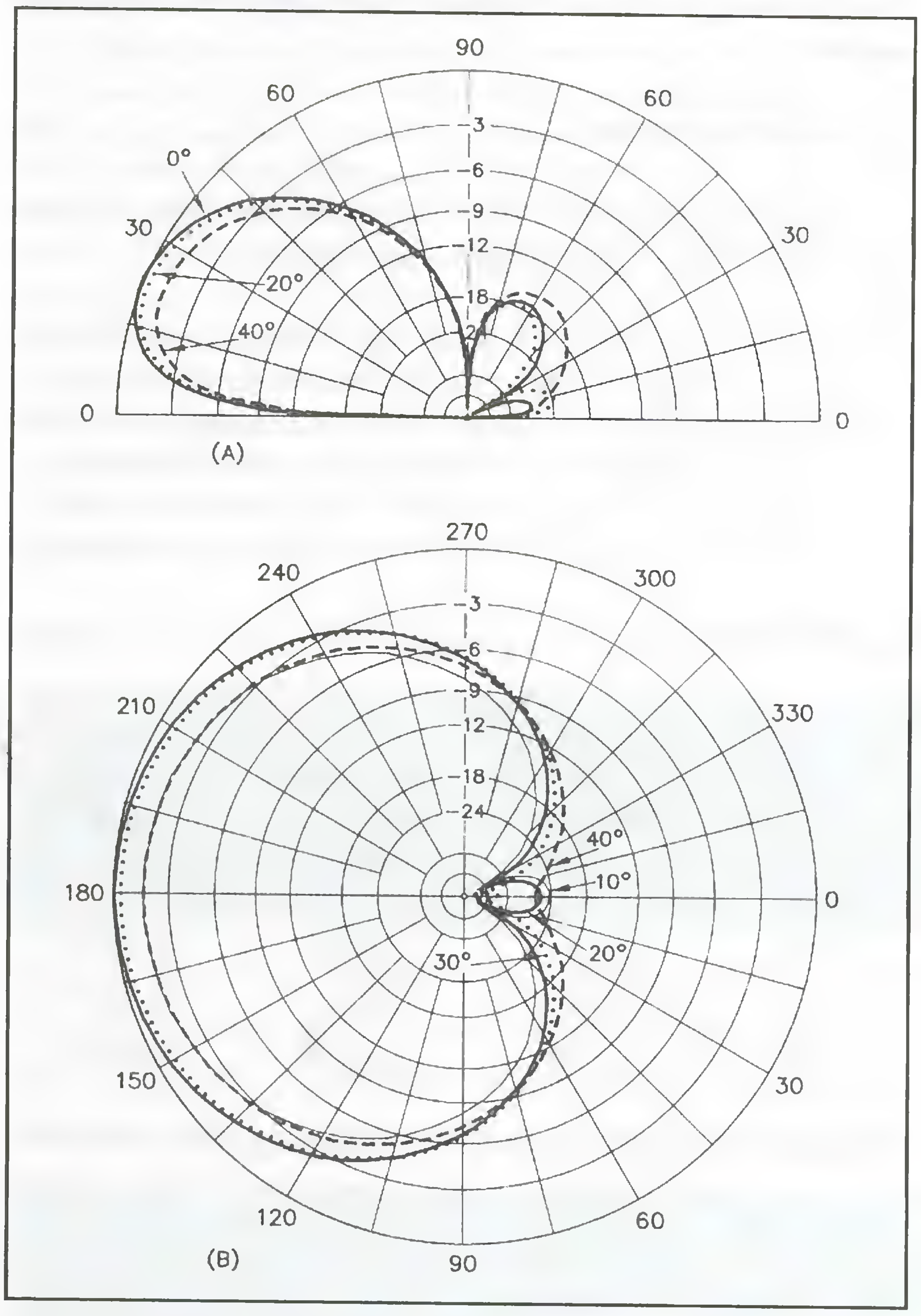


Рис.7.78. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости для азимутов 0, 20 и 40° и диаграммы направленности в горизонтальной плоскости для углов места 10, 20, 30 и 40° 2-х элементной антенной решетки осевого излучения из вертикальных элементов, установленных на земле (диаграммы приведены на частоте 1.81 МГц).

На **рис.7.78** показаны диаграммы направленности антенной решетки в горизонтальной и вертикальной плоскостях при различных углах.

23.1.9. Питание антенной решетки.

Я уже объяснял, как важно избегать появления синфазных токов на внешней оплетке коаксиальной линии передачи, особенно, если мы имеем дело с малым уровнем сигнала. Если токи, которые неизбежно существуют на внешней оплетке коаксиального кабеля не полностью подавлены в точке, где линия передачи соединена с короткими элементами, то эти токи, так или иначе, могут быть добавлены к токам от коротких элементов и полностью разрушить направленность антенны. На **рис.7.79** показан возможный способ минимизации синфазных токов в линии передачи синфазной секции.

Если проводимость земли должна быть улучшена или стабилизирована, то, вероятно, лучше использовать сетку плетеных проводов, так как несколько противовесов на земле, возможно, более чувствительны к воздействию подобно антеннам и возникновению ВЧ напряжения параллельного небольшому, по существу, сопротивлению заземляющего стержня.

Антенна также может быть создана с сопротивлением 50 Ом. В этом случае выходной сигнал антенны незначительно (приблизительно на 2 dB) увеличится, а полоса частот уменьшится.

23.1.10. Альтернативный метод питания.

Некоторые защищают использование нерезонансных элементов, чтобы сделать более легким получение хорошей направленности в широкой полосе частот. Исключая компенсирующие элементы в согласующей цепи, изменение реактивности (мнимой части) входа определяется только отношением L/D (другими словами диаметром) элементов. Дальнейшее усложнение использования таких систем и цепей приведет к тому, что дополнительные элементы приведут к неуправляемым дополнительным фазовым сдвигам.

Относительное изменение реактивности может быть уменьшено введением сопротивления (потерь) в систему. Это то, что мы делаем в большинстве приемных антенных решетках.

23.1.11. Моделирование линий передачи в EZNEC.

В предыдущих разделах я детально анализировал поведение реальных линий передачи, чтобы обеспечить правильное фазирование для достижения максимальной

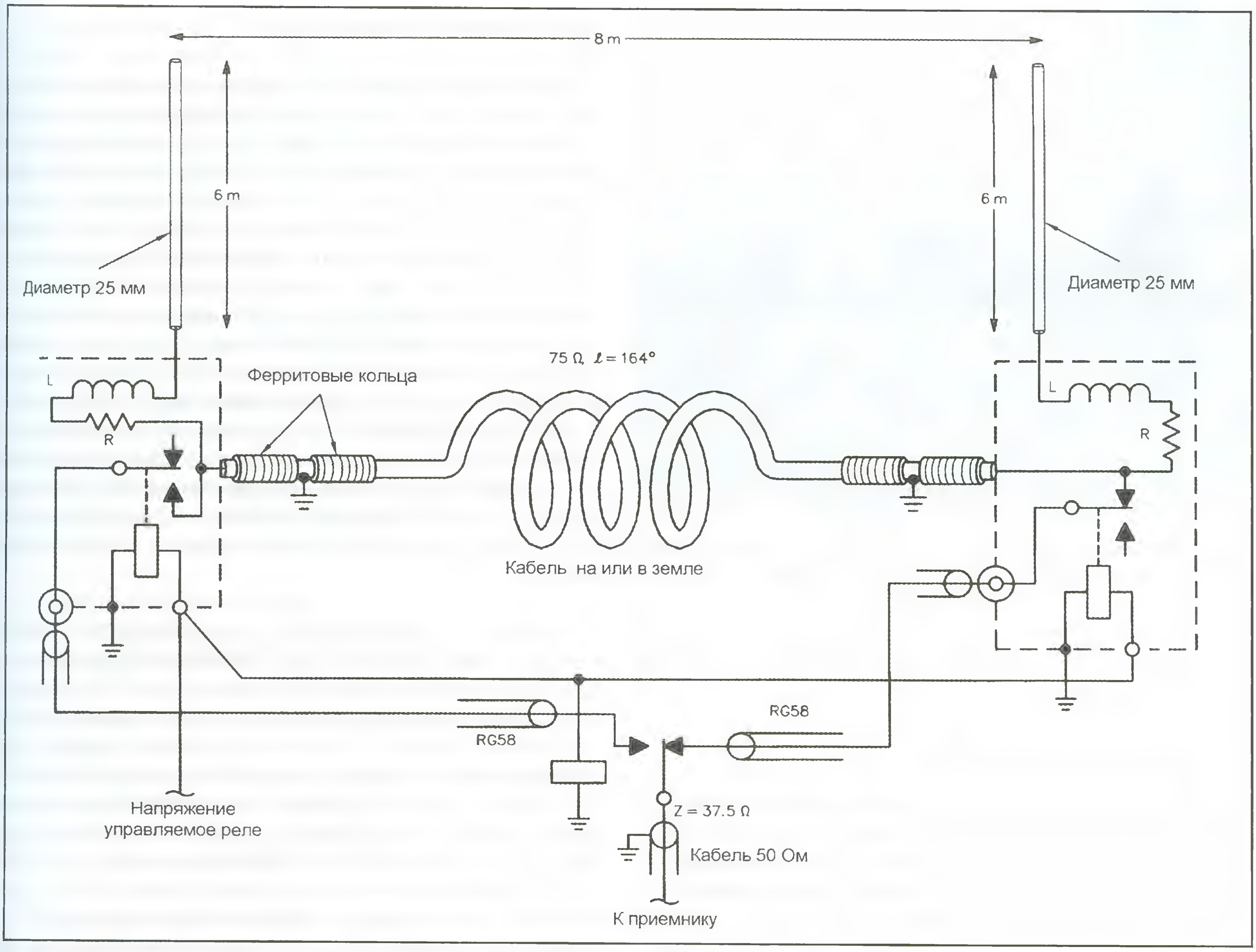


Рис.7.79. Примерная система питания для 2-х элементной антенной решетки осевого излучения, установленной на земле. Сопротивление в месте соединения линий передачи равно 37.5 Ом. Пурист должен добавить L – цепь или вы можете удовлетвориться питанием ее линией передачи с волновым сопротивлением 50 Ом и считать КСВ, равное 1.4, приемлемым.

направленности. При использовании EZNEC в качестве моделирующей программы вы можете определить питающую или фазирующую линии, как составную часть модели, но вы должны знать тот факт, что EZNEC использует линии без потерь. Это означает, что мы никогда не сможем проанализировать ситуацию так точно, как я сделал это выше.

23.2. Миниатюрные 4-х элементные квадратные антенные решетки K9UWA, W7EL, KD9SW.

Приемные 4-х элементные квадратные антенные решетки, описанные в The ARRL Antenna Compendium Volume 3 [1266, стр.33] являются первыми приемными антенными решетками, занимающими мало места, которые я увидел. Есть несколько успешных создателей этих антенных решеток. Эта статья необходима любому, кто отважится на установку этого типа приемной антенны.

В антенной решетке использованы 4 элемента, но основой являются такие же элементы, как и для простой 2-х элементной конструкции. Чтобы избежать проблемы питания антенны в центре и не иметь дел с синфазными токами на поверхности линии передачи, автор выбрал питание элементов прямо через нижнюю половину, углубив кабель прямо в землю, вывел его в сторону от элементов. Это вызвало другие проблемы, которые детально рассмотрены в статье (развязка линии передачи от концов нагруженных диполей с очень высоким сопротивлением).

IV3PRK построил копию антенной решетки и рекомендует ее (смотри **рис.7.80**). Он говорит, что было очень трудно установить входные сопротивления 4-х элементов равными и он использовал значения катушек, которые были разными для каждого элемента.

Положительным моментом является то, что были получены очень удовлетворительные результаты при использовании небольшого антенного анализатора Autec RF-1 в качестве единственного измерительного оборудования.

23.3. Вращаемая 2-х элементная антенная решетка осевого излучения для 80 и 160 метров.

Двухэлементные антенные решетки осевого излучения всегда имеют очень широкий основной лепесток, но при правильном конструировании могут иметь очень глубокий нуль сзади. Это означает, что вы получите наибольшие преимущества при совпадении направления назад с направлением на источник шума скорее, чем от относительного усиления с данного (узкого) направления вперед.

Рис.7.80. Фотография 4-х элементной антенной решетки, сконструированной IV3PRK (фото IV3PRK).

Это также означает, что эти антенные решетки должны выполняться вращаемыми. Нет причин, по которым мы не смогли бы сделать это!.

23.3.1. Пример конструкции.

Была идея просто трансформировать антенную решетку, описанную в разделе 22.1 в антенную решетку, использующую полуволновые элементы, чтобы исключить изменчивости, вызванные заземлением противовесов и сделать антенную решетку вращаемой.

Я начинал с 2-х диполей длиной 12 м, расположенных на траверсе длиной 8 м, установленной на небольшой мачте высотой 7 м. при этом нижние кончики элементов оказались на высоте 1 м над землей.

Я использовал достаточно толстые элементы, состоящие из проволочной корзины диаметром 30 см на конце и сужающейся до 3 см к центру элементов, формируя коническую проволочную корзину.

23.3.2. Моделирование при помощи EZNEC.

Для расчетов я предполагал диаметр элементов постоянным и равным 150 мм. EZNEC рассчитал, что необходима реактивность 2688 Ом для получения резонанса на частоте 1830 кГц. Я выбрал разрезной элемент, это означало, что мне нужны две катушки каждая с реактивным сопротивлением 1344 Ом, одна на каждую половину элемента (117 μH). Ее можно намотать на сердечник из порошкового железа. На сердечнике Т-184-2 необходимо приблизительно 70 витков при этом была достигнута добротность около 200, что достаточно много! Эквивалентное сопротивление потерь будет равно 1344/200 = 7 Ом.

Мы должны не только нагрузить каждую половину элемента катушкой с индуктивностью 117 μH, но и добавить последовательно сопротивление 68 Ом в каждое плечо. Это сделает сопротивление каждого вертикального диполя равным приблизительно 150 Ом, что является значением, на которое мы рассчитываем эту антенну.

23.3.3. Линия задержки.

Рассмотрим фазовые углы. Все расчеты мы уже выполнили в разделе 23.1. Для бума длиной 8 м и волнового угла 25° нам требуется фазовый сдвиг 180 – 16 = 164°. Мы можем сделать это при помощи длинного кабеля (около 50 м!), как мы делали это в случае с вертикальной антенной решеткой (раздел 23.1.4), или мы можем сделать это при помощи простой самодельной линии передачи, которая ненамного короче нашего бума. Если мы сделаем линию передачи с коэффициентом укорочения (V_f) равным 1, тогда линия длиной 8 м даст нам 17.6° (8/0.455). если мы сделаем открытую линию передачи с воздушным диэлектриком, то мы будем иметь V_f приблизительно равным 0.98 (благодаря пластиковым распоркам), это означает, что линия длиной 8 м будет иметь электрическую длину 17.6°/0.98 = 18°. Если мы скрутим линию передачи, то фазовый сдвиг будет равен 180 – 18 = 162°. Фактически для точного сдвига фазы на 164°, нам потребуется линия передачи длиной 7.12 м (8х16/18).

Я разработал симметричную линию передачи с волновым сопротивлением 150 Ом, состоящую из двух параллельных линий передачи с сопротивлением 75 Ом, каждая с воздушным изолятором, чтобы получить коэффициент укорочения (близким) 1. Две толстые линии передачи, механически соединены друг с другом и использованы в качестве бума антенной решетки. Точные размеры линии передачи зависят от используемых размеров алюминиевых труб. Я использовал трубы с внутренним диаметром 60 мм и центральным проводником с внешним диаметром 17 мм. (Для кабеля с волновым сопротивлением отношение D/d должно быть равно 3.5). Центральный проводник центрируется в буме при помощи дисков из полиэтилена или фторопласта. Был использован один диск на метр, чтобы поддерживать проводник в центре. Линия передачи/бум длиной точно 7.2 м. В разделе 23.3.8 мы увидим, что можно удлинить линии передачи на обоих концах линиями равной длины без какого либо влияния на фазовый сдвиг.

Мы можем также разработать эту антенну для работы с линией передачи с волновым сопротивлением 100 Ом, в этом случае мы будем использовать дополнительное нагрузочное сопротивление меньшего значения. Появится дополнительный эффект в увеличении выходного сигнала (приблизительно на 2 dB), но полоса частот незначительно уменьшится.

23.3.4. Характеристики.

Использование линии передачи с электрической длиной 16° с экстремально малыми потерями вместо линии передачи длиной 164°(с типичными потерями приблизительно 0.5 dB на 100 футов) дает нам возможность значительно лучшего управления требуемой фазой. С другой стороны, флуктуации амплитуды тока здесь абсолютно такие же, и они вызваны только изменением КСВ в линии.

Удивительно видеть, что эти расчетные характеристики только незначительно хуже характеристик той же самой антенной решетки, использующей вертикальные элементы, установленные на земле (смотри **таблицу 7.22**).

Явное преимущество вертикальной антенной решетки (по сравнению с антенной решеткой с элементами, установленными на земле), является тот факт, что антенная решетка вращается и та же самая антенна может перекрыть очень широкий частотный диапазон (смотри раздел 23.3.5). В **таблице 7.26** приведены существенные характеристики для антенной решетки.

23.3.5. И 80 метров тоже.

Важным преимуществом использования скрученной линии передачи с коэффициентом укорочения близким к единице является то, что эта линия всегда дает правильную задержку для любой частоты, которую мы используем в этой антенне, до тех пор, пока расстояние между элементами меньше, чем ¼λ! Все, что нам нужно сделать, чтобы использовать ту же самую антенну на 80 метрах, это установить другую систему нагрузочных катушек и сопротивлений.

Расчет для частоты 3.52 МГц:

$$\Lambda = 299.8/3.52 = 85.17 \text{ м.}$$

1° в свободном пространстве ($V_f = 1.0$) = 0.2366 м.

предположим, что мы хотим иметь максимальное отношение F/B для волнового угла 25°

$$\cos(25^\circ) = 0.91.$$

Принимая во внимание волновой угол 25°, мы можем рассчитать необходимый фазовый сдвиг для получения бесконечного отношения F/B при этом волновом угле: 180 – [0.91x(8/0.2366)] = 180 – 30.8 = 149.2°.

Давайте проверим электрическую длину нашей линии передачи длиной 7.2 м (при $V_f = 0.98$):

$$L = (7.12/0.2366)/0/98 = 30.7^\circ.$$

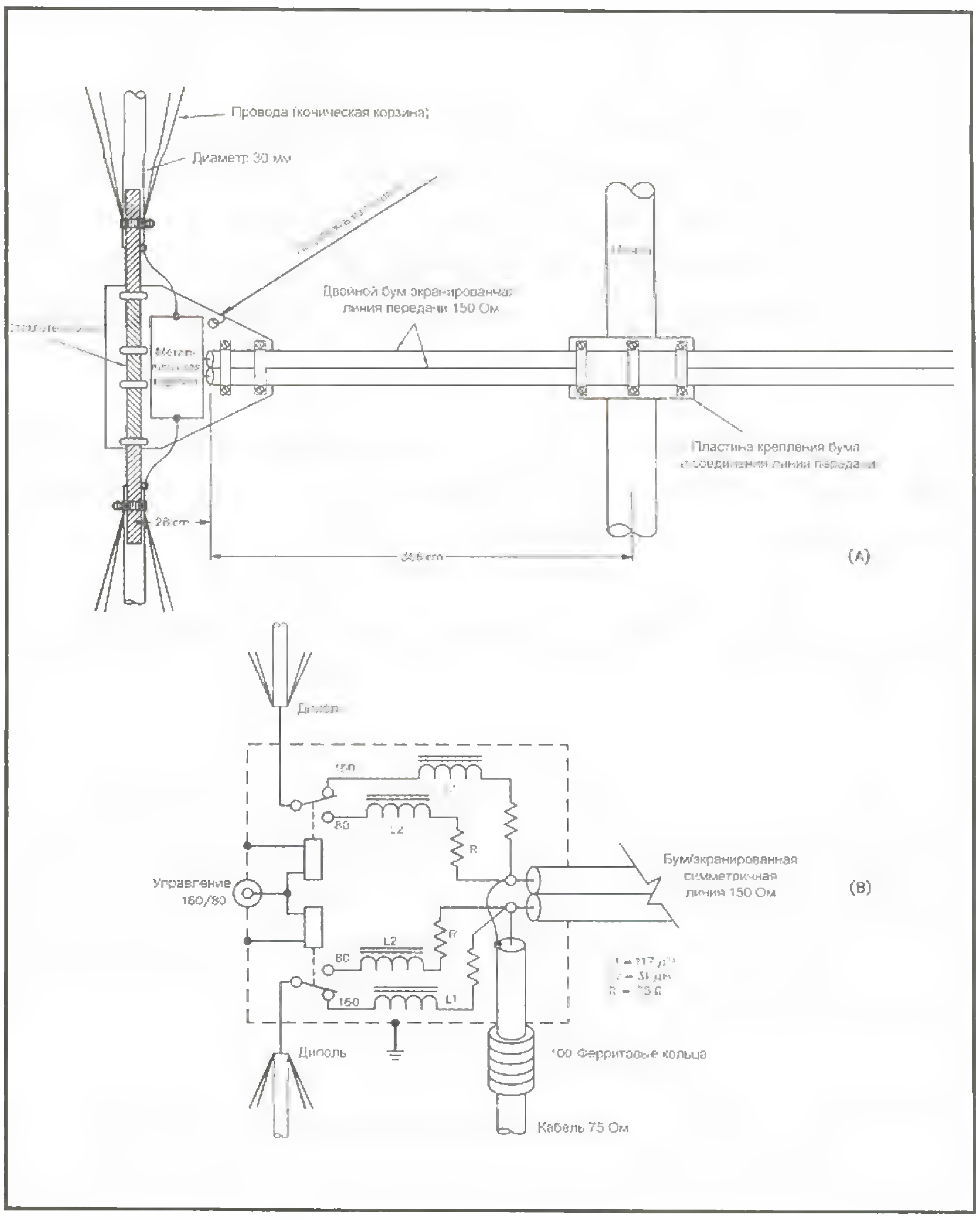

Провода (коническая корзина)
Диаметр 30 мм
Двойной бум экранированная линия передачи 150 Ом
Металлическая коробка
Пластина крепления бума и соединения линии передачи
28 cm
36.6 cm
(A)
Диполь
160
80
L1
L2
R
Управление 160/80
Бум/экранированная симметричная линия 150 Ом
(B)
100 Ферритовые кольца
Кабель 75 Ом

Рис. 7.81. Примерная техническая схема вращаемой 2-х элементной антенной решетки осевого излучения из дипольных элементов для 160 и 80 метров на A и B. Длина бума равна точно 7.12 м, в то время, как расстояние между элементами точно равно 8.0 м. Размер пластины, прикрепляющей элементы к буму достаточен для размещения металлической коробки, содержащей нагрузочные катушки , сопротивления и два реле. Коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом присоединен к концу фазирующей линии при помощи эффективного токового симметрирующего устройства (набор из 100 колец), представляющего, по крайней мере, сопротивление 1500 Ом на 160 метрах.

Таблица 7.26 Характеристики антенной решетки из вертикальных диполей диаметром 15 см на 160 метрах

Частота	Теоретическое значение фазы	Сопротивление антенны с запаздыванием фазытока	Действительное значение фазы тока	Действиительное значение амплитуды тока	КСВ фазирующей линии	Среднее подавление в секторе60°x 80°	Максимальноеотношение F/B при угле места °
1810	164.2°	150-j 29	163.3°	1.05	1.16	17.5 dB	>23 dB/10°
1830	164.0°	150+j0.0	164.4°	1.00	1.00	22.1 dB	>35 dB/25°
1850	163.8°	150+j30	164.8°	1.03	1.15	18.4 dB	21 dB/30°

Таблица 7.27 Характеристики антенной решетки из вертикальных диполей диаметром 15 см на 80 метрах

Частота	Теоретическое значение фазы	Сопротивление антенны с запаздыванием фазытока	Действительное значение фазы тока	Действиительное значение амплитуды тока	КСВ фазирующей линии	Среднее подавление в секторе60°x 80°	Максимальноеотношение F/B при угле места °
3500	149.0°	150-j 8	148.1°	1.02	1.05	20.4 dB	>35 dB/20°
3520	149.2°	150+j0.	149.2°	1.00	1.01	22.0 dB	>35 dB/28°
3540	149.4°	150+j0.	150.2°	0.98	1.03	22.1 dB	>35 dB/29°

Это достаточно близко к необходимому значению 30.8°.

При помощи EZNEC можно рассчитать, что для частоты 3.520 МГц нам потребуется 4 нагрузочных катушки с сопротивлением 683 Ом (L = 31 μH) и 4 нагрузочных сопротивления каждое по 75 Ом. На 80 метрах эта 2-х элементная антенная решетка имеет усиление -21 dBi над хорошей землей (-32 dBi на 160 метрах).

В **таблице 7.27** приведены существенные характеристики для 2-х элементной антенной решетки осевого излучения на 80 метрах, участок CW.

Мы также можем рассчитать значения элементов для 3.8 МГц, а также для любой другой частоты между 1.5 и 4.0 МГц.

Направленные характеристики на 80 метрах достаточно впечатляющие, а среднее подавление может быть получено более 20 dB (в секторе 60°x80°) в полосе частот более, чем 50 кГц, используя элементы длиной 12 м с эффективным диаметром 150 мм. Это делает такую антенну приемной антенной «убийцей»!

Нет причин, почему такая же антенна не может быть использована также и на 40 метрах. Для каждого диапазона должна быть установлена система нагрузочных катушек правильного значения. Это может быть сделано при помощи системы реле, как показано на **рис.7.81**.

23.3.6. Механические проблемы.

Две параллельные экранированные линии передачи длиной 7.12 м выполняют роль (сдвоенного) бума антенной решетки, удерживающего элементы на расстоянии 8 м друг от друга. На **рис.7.81** показано, как может быть решена эта проблема. Две алюминиевые коробки содержат нагрузочные катушки сопротивления 68 Ом, с отделением для реле, если мы хотим переключать частоты. Убедитесь, что нагрузочные катушки не излучают (поместите их в металлические корпуса), поскольку это может расстроить антенную решетку. Короткие отрезки линий передачи 75 Ом равной длины могут быть использованы на обоих концах антенной решетки без искажения точного значения фазового сдвига (смотри раздел 23.3.8).

23.3.7. Настройка антенной решетки.

Поднимите антенную решетку на ее окончательное место (нижние концы 2-х элементов будут на высоте, по крайней мере 1 м от земли). Пока элемент 2 отсоединен, настройте элемент 1. Если необходимо, симметрично измените количество витков нагрузочных катушек, чтобы получить резонанс на частоте 1.83 МГц. Это можно сделать при помощи антенного анализатора, но анализатор цепей даст вам, вероятно, более точные результаты. Убедитесь, что нагрузочные катушки имеют точно одинаковое количество витков и они раздвинуты друг от друга как можно дальше. Далее присоедините последовательные сопротивления. Оба должны быть одинаковой величины и они должны обеспечить сопротивление антенны при резонансе 150 Ом. Сопротивления должны быть угольными или тонкопленочными металлическими. Не используйте проволочные сопротивления.

Далее сделайте тоже самое с элементом 2, пока элемент 1 отсоединен (нерезонансный). Взаимная связь будет минимальна, так как подключено сопротивление большой величины, но для надежности делайте это правильно. Если вы используете антенну также и на 80 метрах, повторите все процедуры на 80 метрах. Итак, элементы настроены, присоедините фазирующую линию и линию питания и вы готовы к действию!

23.3.8. Использование стандартного коаксиального кабеля в сравнении с линией с воздушным диэлектриком.

В разделе 23.3 я объяснил, как можно использовать воздушную линию передачи ($V_f = 1$) и достичь почти идеального фазового сдвига между двумя элементами антенной решетки осевого излучения.

Если мы используем кабель с меньшим значением коэффициента замедления, тогда мы не сможем достичь эти элементы при помощи линии передачи. Давайте проанализируем, что произойдет, если мы добавим два коротких отрезка линии передачи на входе каждого элемента, так чтобы мы смогли достичь нашей фазирующей линии (смотри **рис.7.82**).

Я рассчитал случай использования полувоздушного коаксиального кабеля с коэффициентом укорочения 0.85 (например, для 95 Ом RG-62).

При использовании равного 0.85 длина линии будет равна: (299.8 x 16 x 0.85)/(1.83 x 360) = 6.18 м. Это для получения нуля отношения F/B при волновом угле 25°. Для волнового угла равного 0° длина будет равна 6.8 м. В любом случае, мы будем иметь кабель короче необходимого для достижения элементов от 1.2 до 1.82 м. Что если мы добавим равные длины коаксиального кабеля к входам элементов антенной решетки, как показано на **рис.7.83**.

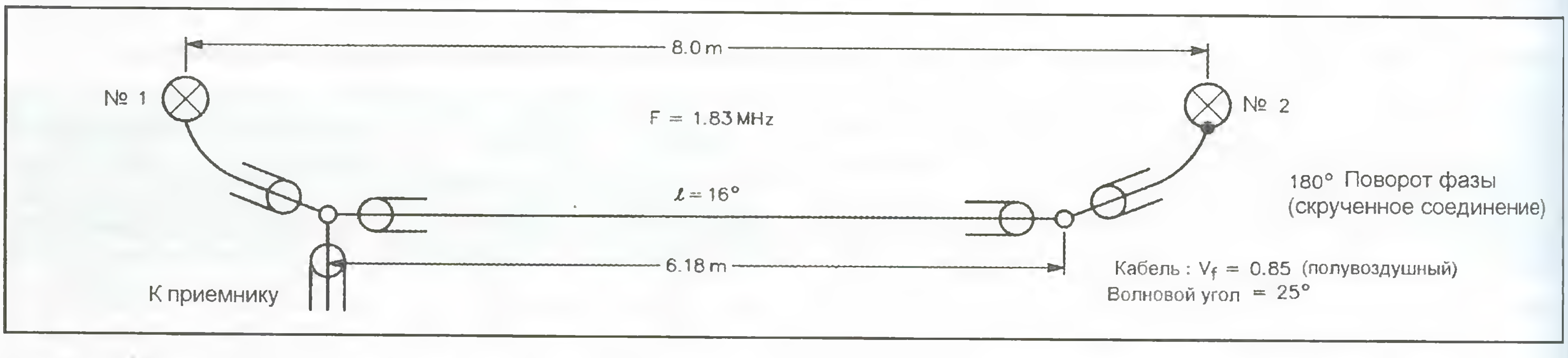


Рис.7.82. Метод добавления двух коротких отрезков линий передачи для достижения элементов. Детальное описание смотри в тексте.

Рассмотрим случай волнового угла 25°. Если мы добавим к обоим концам линии передачи длиной 0.91 м, представляющие линии задержки 2° каждая (0.91/0.455), то:

- Фаза элемента 1 теперь будет равна -2° (минус означает задержку).

- Фаза элемента 2 равна –(180 – 16 – 2) = 162°. При этом -16° за счет длины линии 6.18 м, -2° за счет добавочной длины 0.91 м, 180° за счет скручивания концов линии задержки.

- Разность фаз элементов будет равна -2° -162° = -164°.

Заключение: добавляя два отрезка коаксиального кабеля равной длины, мы не вносим ошибки в необходимую разность фаз.

Это также означает, что даже при добавлении отрезков коаксиального кабеля система возбуждения остается частотно независимой. Для перекрытия широкого частотного диапазона необходимо только настроить антенны в резонанс для каждой из этих частот так, чтобы можно было получить небольшое значение КСВ, и так, чтобы длины линий равнялись, как можно более точно.

В реальной жизни антенна с действительно коротким элементом имеет большую реактивность при удалении от резонансной частоты. Чтобы уменьшить пагубные последствия изменения КСВ, необходимо использовать линию передачи с наименее возможными потерями.

Следовательно, использование линии передачи с воздушным диэлектриком весьма рекомендуется (смотри раздел 23.3.3).

23.4. Вращаемая антенная решетка осевого излучения для 80 и 40 метров фирмы Titanex.

Немецкая фирма Titanex, сделавшая себе имя в последние годы на длинноволновых вертикальных антеннах, недавно выпустила вращаемую антенную решетку для 80 и 160 метров (модель SES 80 и SES 160). Детали смотрите в Интернете **http://www.qth.com/titanex/** (смотри **рис.7.83**).

Эта антенна точно следует принципам, изложенным в разделе 23.3. Два вертикальных диполя длиной 5 м, расположены на расстоянии 6 м. высота вращаемого бума примерно 5 м над землей. Два диполя (в действительности каждый из двух соосных гибких спиральных штырей) настроены в резонанс при помощи катушек и добавлены два сопротивления для согласования диполей с линией передачи, используемой для питания диполей и для правильной фазовой задержки. В антенне Titanex использован сделанный на заказ (труба в трубе) коаксиальный кабель RG-58 с волновым сопротивлением 50 Ом. При использовании системного сопротивления 50 Ом, получено усиление антенны приблизительно -19 dBi на 80 метрах, что на 8 dB меньше, чем у хорошо согласованной антенны Бевериджа длиной 1 λ. Это не должно вызвать проблемы, а указывает на необходимость предварительного усилителя 10 dB.

Антенная решетка для 160 метров с ее бумом длиной 10 м также использует вертикальные диполи длиной 5 м и имеет расчетное усиление приблизительно -30 dBi. 40 метровая модель имеет бум длиной 4 м и также использует диполи длиной 5 м. расчетный выход этой антенной решетки -18 dBi. Антенны для 40, 80 и 160 метров могут быть все размещены на одном буме, так как они совсем не связаны из-за очень высоких (вносимых) потерь в системе.

Антенна кажется очень хорошим выбором для экспедиций, так как она очень легкая (7.5 кг) и транспортабельна. Глубокий нуль сзади, который является главным преимуществом такой антенной решетки, может быть повернут в направлении неприятного шумового источника такого, как гроза.

Я надеялся протестировать антенную решетку SES-160 до опубликования книги, поскольку обе антенны, как на 80 метров, так и, особенно, на 160 метров могут быть очень заманчивой альтернативой значительно большим приемным антеннам, для которых не хватает места. К сожалению, непредвиденные задержки сделали это невозможным.

23.5. Достижимая полоса частот антенной решетки осевого излучения с двумя короткими элементами.

С точки зрения полосы частот очень важно использовать дипольные элементы большого диаметра. Диполи, сделанные из проволоки точно не дадут вам широкую полосу. Я моделировал антенну Titanex на 80 метрах с диполем, имеющим эффективный эквивалентный диаметр 20 мм. Это оказалось абсолютным минимумом для получения приемлемых результатов.

Используя фазирующую линию без потерь, оптимизированную для частоты 3.52 МГц, полоса частот для отношения F/B равного 20 dB, оказалась равной приблизительно 15 кГц, как показано на **рис.7.84A**. На **рис.7.84B** показан случай, где мы настраивали элемент при изменении частоты. На практике это может быть сделано при помощи добавления небольшой катушки при уменьшении частоты. Эта катушка может переключаться небольшим реле.

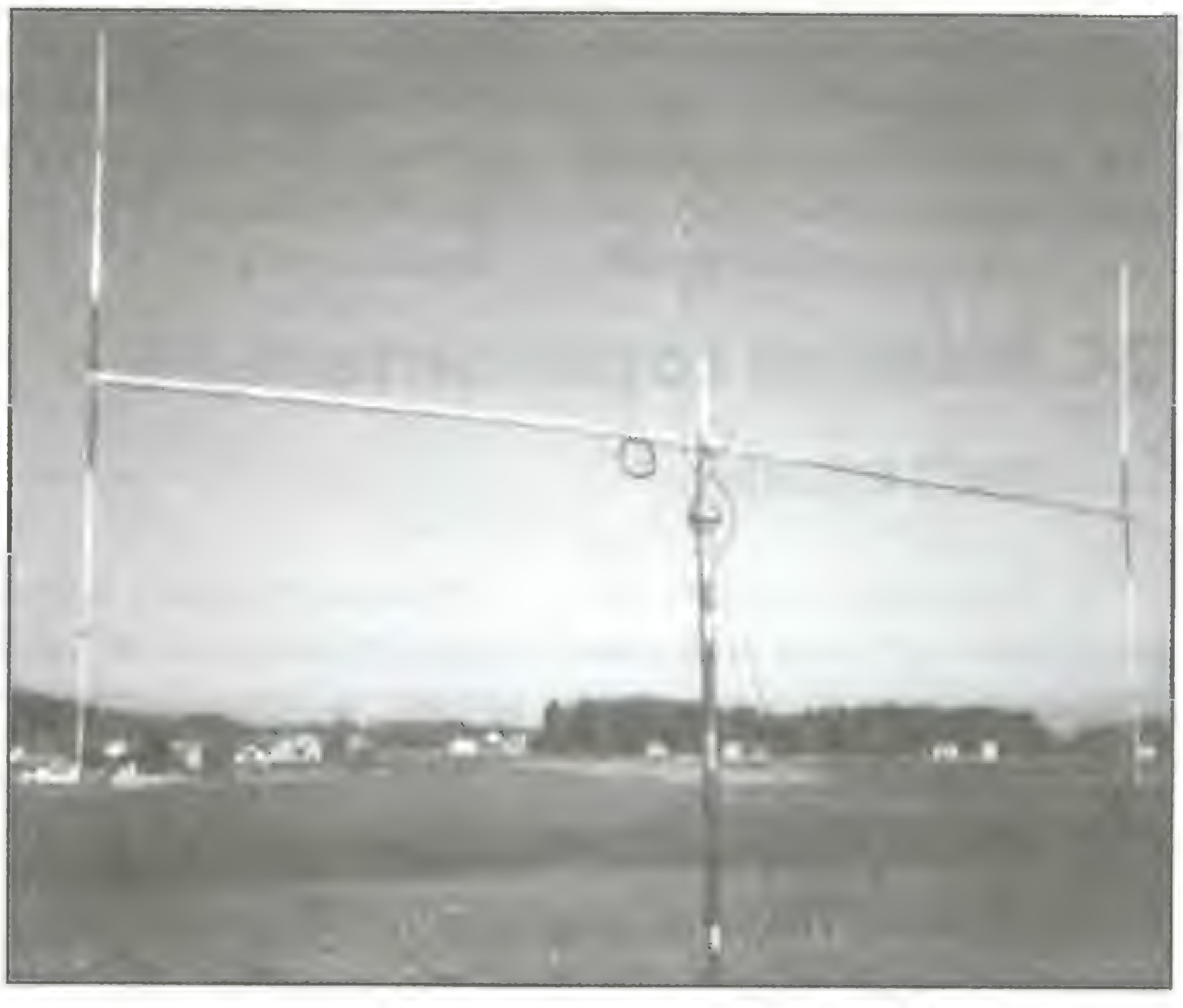


Рис.7.83. Фото Titanex SES 80 rotatable arrey.

Модели были рассчитаны для антенной решетки с системным сопротивлением 95 Ом, что, конечно, дает сопротивление приблизительно 50 Ом в точке, где соединяются две линии передачи.

Для антенной решетки на 160 метров используемая полоса частот, при приемлемом отношении F/B приблизительно будет вдвое меньше, чем получено на 80 метрах.

Заключение: полоса частот, без сомнения, является главной целью этой 2-х элементной антенной решетки осевого излучения. К счастью, из-за чрезвычайно высоких потерь в антенне на резонансную частоту антенны не оказывает влияния земля или другие близко расположенные объекты. Это делает возможным, в принципе, точную настройку антенны вне зависимости от местоположения (например, производственной среды в случае коммерческих антенн)и позволяет не беспокоиться о проблемах заказчика на месте.

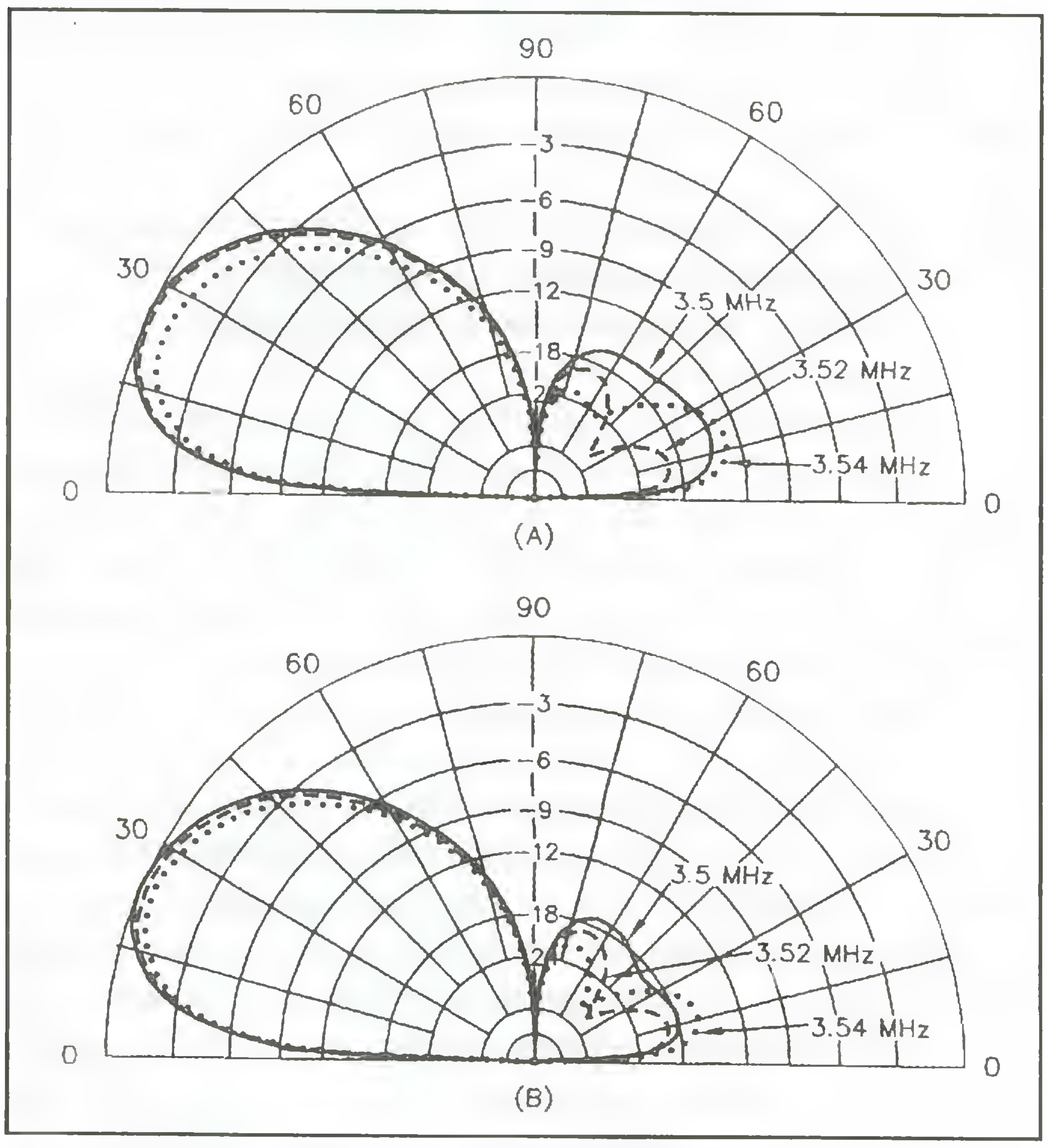


Рис.7.84. На А, диаграммы для кабеля с фиксированной фазовой задержкой и фиксированной индуктивной нагрузкой диполя. На В, мы улучшили ситуацию настройкой диполей при изменении частоты. Это, по крайней мере, удваивает полосу частот при отношении F/B, более 20 dB. Детальное описание смотри в тексте.

24. Низкие горизонтальные антенны.

Зв последние несколько лет любители дальней связи на низких частотах выяснили, что распространение при больших углах происходит во время сумерек. Следовательно, неплохой идеей является использование низкого диполя или рамки, которые перекрывают такие высокие углы. На 160 метрах инвертированное V на высоте 20 м является таким «низким» диполем. Тем не менее, будьте начеку, убедитесь, что он не связан с вашими другими передающими (или приемными) антеннами! Проверьте это! Вы можете сделать это, равновременно разорвав или закоротив конец линии передачи во время прослушивания или передачи другой антенной. Если флуктуационный шум изменится в приемной антенне или изменится КСВ передающей антенны, тогда вы имеете взаимную связь и должны либо отодвинуть антенны друг от друга, либо измерить их развязку.

Если вы не собираетесь использовать антенну для передачи, вам, может быть, лучше отключить нагруженный (физически короткий) диполь, поскольку он может создавать слабые сигналы повсюду и имеет меньше шансов связаться с другими близлежащими антеннами.

25. Другие приемные антенны.

Небольшой (длиной 10.37 м) разрезной диполь.

Jim McCook, W6YA, использует свою антенну Cushcraft D3W диапазона WARC в качестве приемного диполя, нагруженного в центре для диапазона 80 метров (смотри **рис.7.85**).

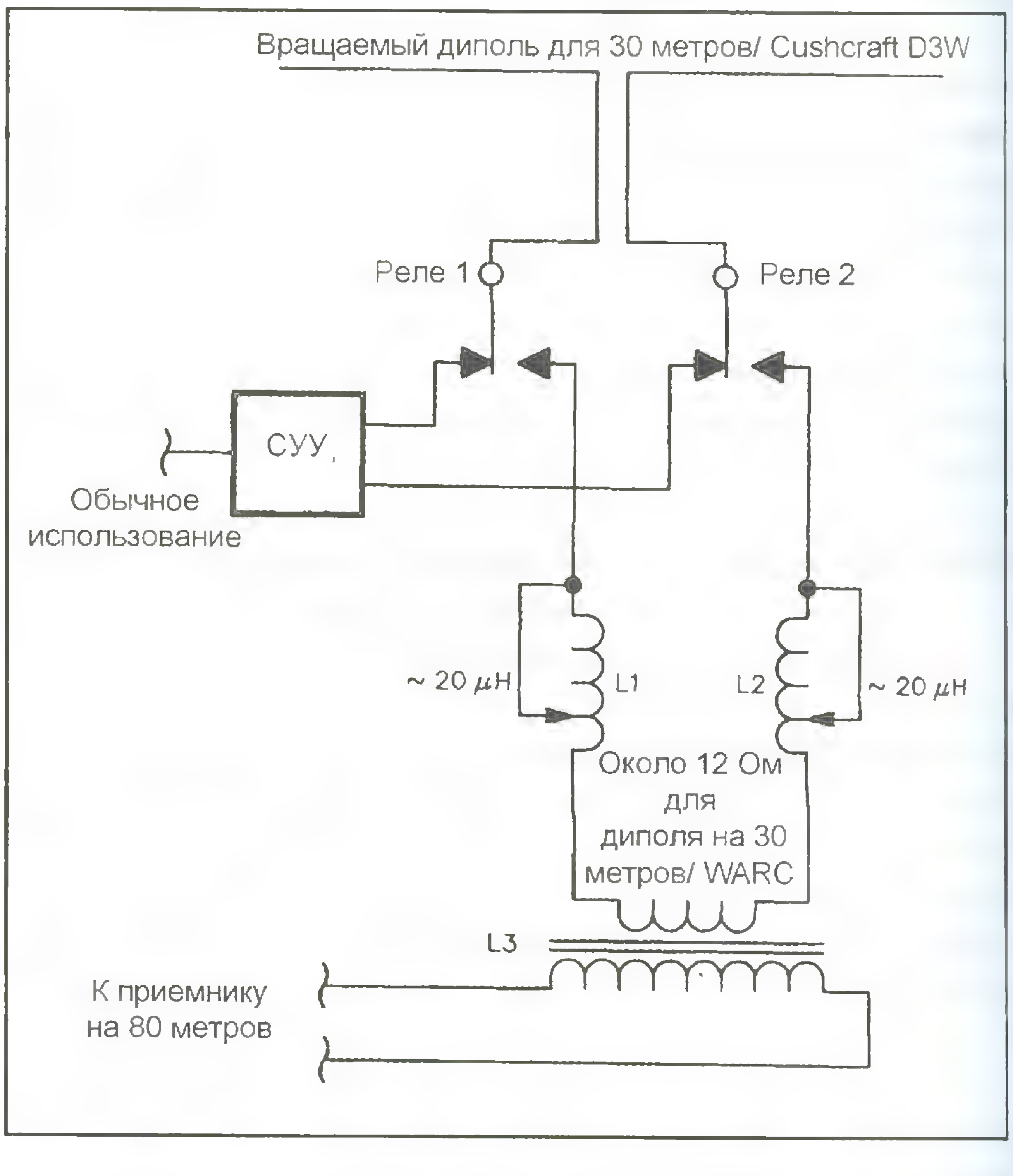

Вращаемый диполь для 30 метров/ Cushcraft D3W
Реле 1
Реле 2
СУУ
Обычное использование
~ 20 μH
L1
L2
~ 20 μH
Около 12 Ом для диполя на 30 метров/ WARC
L3
К приемнику на 80 метров

Рис.7.85. Схема, показывающая, как W6YA использует диполь диапазона WARC для приема на 80 метрах. (детальное описание смотри в тексте).

Он использует две катушки (приблизительно 20 μH) для настройки диполя в резонанс и согласует небольшое сопротивление с линией передачи при помощи трансформатора 4:1 (отношение витков 2:1), намотанного на ферритовый тороид 77. Катушка 20 μH намотана на бумажном рулоне (длиной 1.25 дюйма, диаметром 2 дюйма, проводом диаметром 1 мм). Jim сообщил о нескольких S единицах улучшения отношения сигнал/шум по сравнению с передающей антенной, и он может подавить одиночный источник шума на 25 dB, вращая антенну. Он также использует предварительный усилитель и полосно-пропускающий фильтр, чтобы избежать интермодуляции от местных радиовещательных станций.

Я думаю, что более важно взглянуть на среднее отношение F/B (подавление) в конусе (смотри также раздел 22), который я определил, как 80° ширины (от 120° до 240° по азимуту) и 60° высоты (от 10° до 80° по углу места). Заметим, что определение конуса незначительно отличается от определения, которое я использовал в разделе 22.

Я сравнил 4 антенны для 160 метров, и результаты отразил в **таблице 7.28**.

- Антенна Бевериджа длиной 2λ.
- Антенна Бевериджа длиной 1.5 λ.
- Антенна Бевериджа длиной 1 λ.
- Антенна EWE (15x15 м).
- Рамочная антенна K9AY (9x7.5 м).
- 2-х элементная антенная решетка с близко расположенными элементами.
- 4-х элементная квадратная антенная решетка (расстояние между элементами 0.22 λ, возбуждение квадратурное).

Выводы простые:

- Никакая антенна не может превзойти антенны Бевериджа длиной 2 λ или 1.5 λ, принимая во внимание их простоту. Она имеет достаточно узкий передний лепесток (переднюю и азимутальную разрешающую способность), прекрасное подавление в заднем направлении и большой выходной сигнал. Она идеальна, поскольку очень проста. Все, что вам необходимо это место и провод …
- Антенна Бевериджа длиной 1 λ и 2-х элементная антенная решетка осевого излучения имеют довольно похожие диаграммы направленности, хотя азимутальное разрешение антенн Бевериджа, очевидно, лучше. Антенна Бевериджа имеет выходной сигнал на 22 dB больше, чем антенная решетка осевого излучения!
- Антенная решетка осевого излучения имеет очень хорошее заднее подавление в довольно широком секторе, но имеет очень маленький выходной сигнал и низкую частотную чувствительность. Она может быть сделана вращаемой и перекрывать как 80, так и 160 метров. (Это у меня летнее замещение антенн Бевериджа).
- Антенна EWE и рамка K9AY имеют очень плохое азимутальное и широкоугольное заднее подавление. Ясно, что это компромиссные антенны (компромисс между предельной простотой и характеристиками).
- Компенсированная EWE антенна имеет очень хорошее подавление при больших углах, она вторая после антенны Бевериджа. Эта антенная решетка может быть сделана вращаемой, но имеет небольшой выходной сигнал (обычно -30dBi) и чувствительна к настройке.
- Те, кто говорит, что их 4-х элементные квадратные антенные решетки лучше антенны Бевериджа, имеют антенны Бевериджа, работающие неправильно. Антенна Бевериджа длиной 2 λ лучше 4-х элементной квадратной антенной решетки!

26.3. Сравнение приемных антенн, занимающих небольшое пространство.

Антенны EWE, рамки K9AY и 2-х элементные антенные решетки с близко расположенными элементами являются, вероятно, лучшими кандидатами для относительно небольших участков. Они сравниваются в **таблице 7.29**. Опять таки, не забудьте исключить взаимную связь между вашими передающими антеннами (смотри раздел 13).

Меньший выходной сигнал приемной антенны и хорошая диаграмма направленности разрушатся из-за связи с другими антеннами или проводниками (водопроводная труба, электропроводка и т.п.).

Первое, что пострадает, это глубина нуля сзади, а для семейства небольших приемных антенн это то, с чем мы связываем реализацию их преимуществ!

Таблица 7.28 Сравнение антенн

Антенна Бевериджа длиной 2λ (352 м)

Угол места	Азимут: 180°	Азимут: 160°/200°	Азимут: 140°/220°	Азимут: 120°/240°
10°	-27	-31	-33	-29
20°	-33	-33	-26	-26
30°	-34	-35	-21	-24
40°	-26	-22	-18	-28
50°	-18	-17	-17	-25
60°	-18	-19	-25	-18
70°	-28	-26	-18	-14
80°	-20	-14	-13	-12
Среднее	-24.	-24.6	-21.4	-21.9

Среднее подавление в конусе: 23Типичное значение выходного сигнала: -6 dBi

Антенна Бевериджа длиной 1.5λ (268 м)

Угол места	Азимут: 180°	Азимут: 160°/200°	Азимут: 140°/220°	Азимут: 120°/240°
10°	-35dB	-35dB	-33dB	-26dB
20°	-29dB	-35dB	-26dB	-20dB
30°	-35dB	-32dB	-21dB	-17dB
40°	-25dB	-22dB	-17dB	-16dB
50°	-17dB	-16dB	-15dB	-17dB
60°	-14dB	-14dB	-15dB	-22dB
70°	-16dB	-17dB	-20dB	-26dB
80°	-26dB	-25dB	-21dB	-17dB
Среднее	-24.6dB	-24.5dB	-21.0dB	-20.1dB

Среднее подавление в конусе: 22.3 dBТипичное значение выходного сигнала: -8 dBi

Антенна Бевериджа длиной 1λ (178 м)

Угол места	Азимут: 180°	Азимут: 160°/200°	Азимут: 140°/220°	Азимут: 120°/240°
10°	-29dB	≤-35dB	-23dB	-14dB
20°	-31dB	≤-35dB	-20dB	-13dB
30°	-33dB	-26dB	-17dB	-12dB
40°	-23dB	-20dB	-16dB	-12dB
50°	-19dB	-17dB	-15dB	-12dB
60°	-17dB	-16dB	-15dB	-13dB
70°	-17dB	-17dB	-16dB	-15dB
80°	-21dB	-21dB	-20dB	-20dB
Среднее	-24.1dB	-24.8dB	-17.8dB	-13.9dB

Среднее подавление в конусе: 19 dBТипичное значение выходного сигнала: -10 dBi

2-х элементная миниатюрная антенная решетка осевого излучения, расстояние между элементами 8 м, длина элементов 6 м, полуволновые элементы

Угол места	Азимут: 180°	Азимут: 160°/200°	Азимут: 140°/220°	Азимут: 120°/240°
10°	-27dB	-32dB	-34dB	-25dB
20°	-27dB	-33dB	-25dB	-19dB
30°	-34dB	-37dB	-21dB	-15dB
40°	-28dB	-23dB	-16dB	-13dB
50°	-18dB	-16dB	-13dB	-11dB
60°	-13dB	-12dB	-11dB	-10dB
70°	-10dB	-10dB	-10dB	-10dB
80°	-10dB	-10dB	-9dB	-10dB
Среднее	-20.9dB	-20.4dB	-17.3dB	-14.4dB

Среднее подавление в конусе: 19.5 dBТипичное значение выходного сигнала: -32 dBi

Антенна EWE (15 x 5 м)

Угол места	Азимут: 180°	Азимут: 160°/200°	Азимут: 140°/220°	Азимут: 120°/240°
10°	-27dB	-22dB	-16dB	-12dB
20°	-29dB	-20dB	-14dB	-9dB
30°	-37dB	-19dB	-12dB	-8dB
40°	-23dB	-17dB	-11dB	-8dB
50°	-16dB	-14dB	-10dB	-11dB
60°	-12dB	-11dB	-9dB	-7dB
70°	-9dB	-8dB	-10dB	-7dB
80°	-7dB	-6dB	-6dB	-5dB
Среднее	-19.5dB	-14.6dB	-14.7dB	-7.75dB

Среднее подавление в конусе: 13.5 dBТипичное значение выходного сигнала: -21 dBi

EWE антенна (10 x 5 м) + компенсация фазированным диполем

Угол места	Азимут: 180°	Азимут: 160°/200°	Азимут: 140°/220°	Азимут: 120°/240°
10°	-27dB	-28dB	-21dB	-14dB
20°	-27dB	-26dB	-18dB	-12dB
30°	-28dB	-26dB	-18dB	-12dB
40°	-29dB	-24dB	-17dB	-12dB
50°	-29dB	-23dB	-17dB	-12dB
60°	-32dB	-24dB	-18dB	-13dB
70°	-35dB	-25dB	-19dB	-15dB
80°	-24dB	-21dB	-19dB	-17dB
Среднее	-28.9dB	-24.1dB	-18.4dB	-13.7dB

Среднее подавление в конусе: 20.2 dBТипичное значение выходного сигнала: -30 dBi

Рамка K9YA (9 x 7.5 м)

Угол места	Азимут: 180°	Азимут: 160°/200°	Азимут: 140°/220°	Азимут: 120°/240°
10°	-13dB	-12dB	-11dB	-9dB
20°	-12dB	-11dB	-9dB	-7dB
30°	-13dB	-12dB	-9dB	-7dB
40°	-16dB	-13dB	-10dB	-7dB
50°	-21dB	-16dB	-11dB	-8dB
60°	-21dB	-16dB	-12dB	-8dB
70°	-14dB	-13dB	-11dB	-9dB
80°	-10dB	-10dB	-9dB	-8dB
Среднее	-10.2dB	-12.8dB	-10.3dB	-7.8dB

Среднее подавление в конусе: 11.0 dBТипичное значение выходного сигнала: -25 dBi

Полноразмерная 4-х элементная квадратная антенная решетка (расстояние между элементами 0.22λ, возбуждение квадратурное)

Угол места	Азимут: 180°	Азимут: 160°/200°	Азимут: 140°/220°	Азимут: 120°/240°
10°	-26dB	-35dB	-16dB	-8dB
20°	-33dB	-30dB	-d13B	-6dB
30°	-28dB	-20dB	-11dB	-5dB
40°	-19dB	-15dB	-9dB	-5dB
50°	-15dB	-12dB	-9dB	-6dB
60°	-13dB	-12dB	-9dB	-7dB
70°	-14dB	-13dB	-11dB	-10dB
80°	-18dB	-17dB	-14dB	-16dB
Среднее	-20.8dB	-19.2dB	-11.5dB	-7.4dB

Среднее подавление в конусе: 14 dBТипичное значение выходного сигнала: +5 dBi

Таблица 7.29 Сравнение приемных антенн, занимающих небольшой участок

EWE антенна	**Рамка K9AY**	**2-х элементная антенная решетка осевого излучения с близкорасположенными элементами (диполями)**
Достоинства	Достоинства	Достоинства
• Проста в установке • Занимает мало места • Легко настраивается • Достаточно большой выходной сигнал	• Проста в установке • Занимает минимальное место • Легко настраивается • Подавление, главным образом, при больших углах (где мы этого и желаем!) • Легко выполняется вращаемой	• Может быть выполнена вращаемой (даже на 160 метрах) • Хорошее подавление при больших углах • Пригодна для промышленного производства
Недостатки	Недостатки	Недостатки
• Достаточно высокая чувствительность при больших углах (без использования компенси-рующего диполя) • Фиксированное направление нуля	• Меньшее среднее подавление, чем у антенны EWE	• Достаточно сложна при создании • Критична к настройке (кроме коммерческих) • Очень небольшой выходной сигнал

8. ДИПОЛЬ

Благодарность DJ4AX.

Klaus Owenier DJ4AX – радиолюбитель до мозга костей. Klaus преподает электронику и электромагнетизм в Ruhr University Bochum. Он является одним из основателей всемирно известного Rein-Ruhr Contest Club и многократным чемпионом мира в соревнованиях CQ-WW DX Contest Club. Он известный специалист по антеннам, успешный участник соревнований и CW оператор, который оставался преданным и вносил свой вклад в каждое из CQ WW соревнований на OT T в течение многих лет.

По первой просьбе Klaus согласился стать моим гидом, советником и правой рукой при написании одной из глав, посвященных антеннам. Его критический анализ главы о дипольных антеннах был более чем полезен при переработке этой главы. Спасибо тебе, Klaus.

Первая антенна, с которой сталкиваются большинство из радиолюбителей – диполь. Я помню, как, будучи еще маленьким мальчиком, я установил свой первый 20-ти метровый диполь между окном второго этажа нашего дома и ближайшим строением. Он возбуждался 75 Ом TV кабелем и работал, что бы это не значило. На некоторое время весь мой мир антенн ограничился диполем.

Несмотря на то, что мы часто подразумеваем под диполем антенну длиной 0.5 λ, возбуждаемую в центре, это не совсем так.

Определение, используемое здесь сводится, к излучателю, возбуждаемому в центре с синусоидальным распределением тока.

1. Горизонтальный полуволновый диполь.

1.1. Диаграмма направленности полуволнового диполя в свободном пространстве.

Диаграмма направленности в плоскости, проходящей через диполь изображена на рис.8.

Диаграмма в плоскости, перпендикулярной диполю представляет собой окружность (см. рис.8.1).

Трехмерное изображение диаграммы изображено на том же рисунке и представляет собой тор. Усиление этого диполя по сравнению с изотропным излучателем 2.14 dB. Это означает, что диполь в направлении максимума излучения имеет усиление 2.14 dB относительно гипотетического изотропного диполя, который излучает равномерно во всех направлениях (его характеристика излучения – сфера).

1.2. Полуволновой диполь над землей.

В любой антенной системе поверхность земли в той или иной степени выступает как несовершенное зеркало, которое отражает энергию. Принимая поверхность земли за идеальную можно применять законы Френеля, согласно которым углы падения равны углам отражения.

1.2.1. Диаграмма направленности горизонтального диполя в вертикальной плоскости.

Диаграмма направленности горизонтального диполя в вертикальной плоскости определяет направление максимума излучения антенны. Поскольку получение небольших углов излучения является одним из главных факторов при построении длинноволновых антенн, мы, как правило, будем рассматривать только нижний лепесток в случае, если диаграмма направленности антенны имеет более одного лепестка в вертикальной плоскости. В свободном пространстве диаграмма направленности изотропного излучателя – сфера. Соответственно, в любой плоскости для изотропного излучателя в свободном пространстве, диаграмма направленности – окружность. В свободном пространстве диаграмма направленности диполя в плоскости ему перпендикулярной является также окружностью. Таким образом, если мы проанализируем диаграмму направленности горизонтального диполя в вертикальной плоскости, ее поведение будет аналогично диаграмме изотропного излучателя над землей.

1.2.1.1. Анализ отражения.

Согласно рис.8.2 в вертикальной плоскости (перпендикулярной земле) изотропный излучатель излучает одинаковую энергию во всех направлениях (по определению). Давайте рассмотрим несколько типичных лучей. Лучи A и A′ излучаются в противоположных направлениях. A′ отражается землей (A′′) в том же самом направлении, что и A. B′′ – отражение луча B′ отражается в том же направлении, что и B. Важным здесь является разность фаз между A и A′′, B и B′′, C и C ′′ и т.д. Разность фаз создается разностью (длина прямо пропорциональна времени, поскольку скорость распространения постоянна) плюс возможный сдвиг фаз в точке отражения. Известно, что горизонтально поляризованные лучи приобретают разность фаз 180° если отражаются от идеальной земли. Этот процесс может быть смоделирован размещением зеркальной антенны с той же амплитудой и противоположным по фазе током (I=-I′), если в реальной антенне ток I=I′ .

Если на очень больших расстояниях (в длинах волн) лучи в точках A и A′′ синфазны, общая амплитуда поля будет максимальной и равна сумме амплитуд двух лучей. Если они не в фазе, результирующая амплитуда поля будет меньше, чем сумма амплитуд отдельных лучей. Если A и A′′

БЛАГОДАРНОСТЬ DJ4AX. ... 2

1. ГОРИЗОНТАЛЬНЫЙ ПОЛУВОЛНОВЫЙ ДИПОЛЬ. ... 2
  1.1. Диаграмма направленности полуволнового диполя в свободном пространстве. ... 2
  1.2. Полуволновой диполь над землей. ... 2
    1.2.1. Диаграмма направленности горизонтального диполя в вертикальной плоскости ... 2
    1.2.1.1. Анализ отражения. ... 2
    1.2.1.2. Выражение для диаграммы направленности в вертикальной плоскости. ... 3
    1.2.1.3. Наклон земной поверхности. ... 4
    1.2.1.4. Антенны над реальной землей ... 4
    1.2.2. ДН горизонтального полуволнового диполя в горизонтальной плоскости. ... 6
  1.3. КПД полуволнового диполя. ... 6
    1.3.1. Сопротивление излучения. ... 6
    1.3.2. Потери ... 6
    1.3.2.1. Диэлектрические потери в изоляторах. ... 7
    1.3.2.2. Потери в земле. ... 7
  1.4. Возбуждение полуволнового диполя. ... 8
    1.4.1. Симметричный диполь. ... 8
    1.4.2. Широкополосные диполи. ... 8
    1.4.3. Излучает ли резонансный диполь лучше, чем диполь нерезонансный? ... 9
    1.4.4. Равна ли частота, соответствующая минимальному значению КСВ частоте резонанса? ... 10
  1.5. Установка полноразмерного диполя на вашем заднем дворе ... 10

2. УКОРОЧЕННЫЙ ПОЛУВОЛНОВОЙ ДИПОЛЬ. ... 10
  2.1. Основы. ... 11
  2.2. Сопротивление излучения. ... 11
  2.3. Настройка короткого диполя при помощи нагрузок ... 11
    2.3.1. Настроенные линии передачи ... 11
    2.3.2. Согласование диполя в точке питания ... 12
    2.3.3. Индуктивные нагрузки. ... 12
    2.3.3.1. Нагрузка в центре диполя. ... 12
    2.3.3.2. Смещение катушек индуктивности из центра диполя ... 13
    2.3.4. Нагрузка линией. ... 14
    2.3.5. Емкостная (на конце) нагрузка ... 15
    2.3.6. Комбинированные методы. ... 15
  2.4. Полоса частот ... 16
  2.5.Эффективность укороченного диполя. ... 16

3. ДЛИННЫЕ ДИПОЛИ ... 16
  3.1. Диаграммы направленности. ... 17
  3.2. Входное сопротивление. ... 17
  3.3. Возбуждение длинных диполей. ... 18
    3.3.1. Коллинеарные диполи (два полуволновых диполя в фазе). ... 18
    3.3.2. Двойной расширенный Цеппелин. ... 18
  3.4. Трехчастотная антенна (40, 80 и 160 метров). ... 19

4. ИНВЕРТИРОВАННЫЙ V-ДИПОЛЬ. ... 19
  4.1. Сопротивление излучения. ... 19
  4.2. Диаграммы направленности и усиление. ... 20
  4.3. Высота антенны. ... 21
  4.4. Длина инвертированного V-диполя. ... 21
  4.5. Полоса частот. ... 21

5. ВЕРТИКАЛЬНЫЙ ДИПОЛЬ. ... 21
  5.1. Диаграмма направленности. ... 21
  5.2. Сопротивление излучения. ... 22
  5.3. Возбуждение вертикального полуволнового вибратора. ... 23

6. НАКЛОННЫЙ ДИПОЛЬ. ... 23
  6.1. Прямой наклонный диполь. ... 23
  6.2. Изогнутый наклонный диполь. ... 24
  6.3. Преобразование в четвертьволновую вертикальную антенну. ... 25
  6.4. Заключение. ... 26

7. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИПОЛЕЙ. ... 27

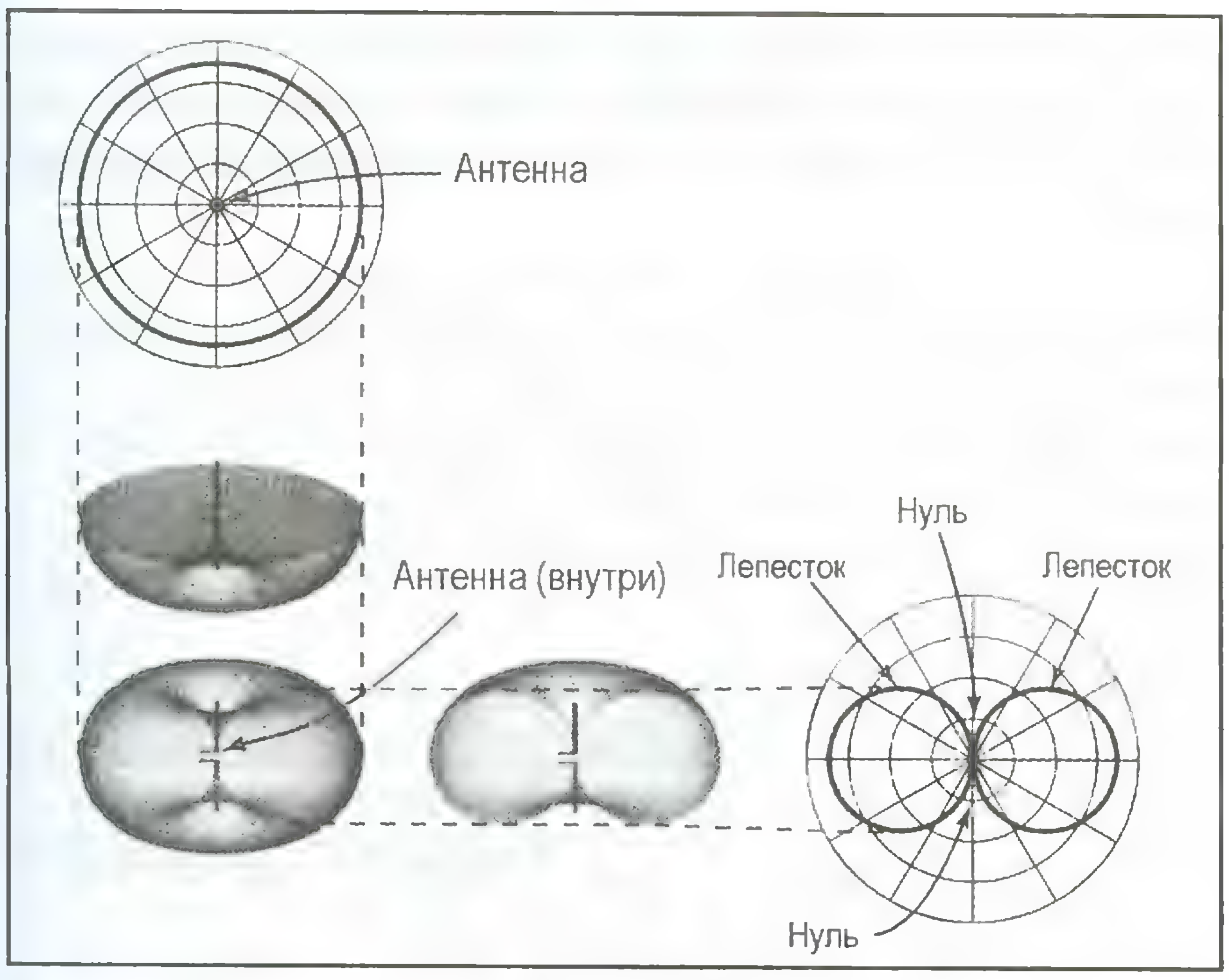


Рис.8.1. Диаграммы направленности полуволнового диполя, полученные при помощи сечения трехмерной диаграммы. В верхнем левом углу изображена диаграмма направленности в вертикальной плоскости, справа – в горизонтальной.

одинаковы по амплитуде и имеют разность фаз 180°, происходит полное их погашение.

Если дипольная антенна расположена на очень небольшой высоте (меньше чем 0,25λ), A и A'' усилят друг друга. Лучи под небольшими углами будут практически всегда в противофазе, что приведет к полному их погашению.

Следовательно, под низкими углами будет небольшое излучение. По мере увеличения высоты A и A'' будут полностью в противофазе (отсутствие излучения в зенит), а под меньшими углами лучи усилят друг друга. Другими словами диаграмма направленности диполя в вертикальной плоскости зависит от высоты антенн над землей.

1.2.1.2. Выражение для диаграммы направленности в вертикальной плоскости.

Диаграмма направленности может быть рассчитана с помощью следующего выражения.

$$F_{\alpha} = \sin(h \sin\alpha) \quad , (8.1)$$

где F_{α} – нормированная амплитуда поля в зависимости от угла α,

h – высота антенны в градусах,

α – вертикальный угол излучения.

Длина одной волны равна 360°. Вышеприведенное равенство действительно только для идеально отражающих поверхностей.

Для реальных поверхностей идеально отраженная волна должна быть умножена на комплексный коэффициент отражения, приведенный на рис.8.3.

Общая разность фаз таким образом будет больше или равна 180°, а амплитуда – меньше или равна единице.

Выражение 8.1 может быть записано следующим образом:

$$H_1 = \frac{74.95}{f \sin\alpha} \quad (8.2)$$

где H – высота антенны в метрах,

f – частота, МГц,

α- вертикальный угол, для которого определяется высота антенны.

Если рассматривать большее количество лепестков, заменим 90 на 270 для второго лепестка, на 450 для третьего и т.д. Если определяются нули излучения, заменим 90 на 180 для первого нуля, на 360 для второго и т.д.

В Таблице 8.1 приведены направления (углы) главных лепестков вместе с расстояниями до точек отражения для высот от 18 м (60 футов) до 60 м (200 футов) на диапазонах 40, 80 и 160 метров.

Таблица 8.1. Направления (углы) главных лепестков и расстояние до точек отражения для различных высот дипольной антенны.

Высота Антенны		40 метров			80 метров			160 метров		
		Угол	Расстояние		Угол	Расстояние		Угол	Расстояние	
фут	м	град	фут	м	град	фут	м	град	фут	м
60	18	36	83	25	90	0	0	90	0	0
80	24	26	163	50	54	58	18	90	0	0
100	30	20	266	81	40	118	36	90	0	0
120	36	17	391	119	33	187	57	90	0	0
140	42	15	540	148	28	268	82	77	31	9
160	48	13	710	217	24	362	110	59	97	30
180	54	-	-	-	21	467	142	49	154	47
200	60	-	-	-	18	584	178	43	213	66

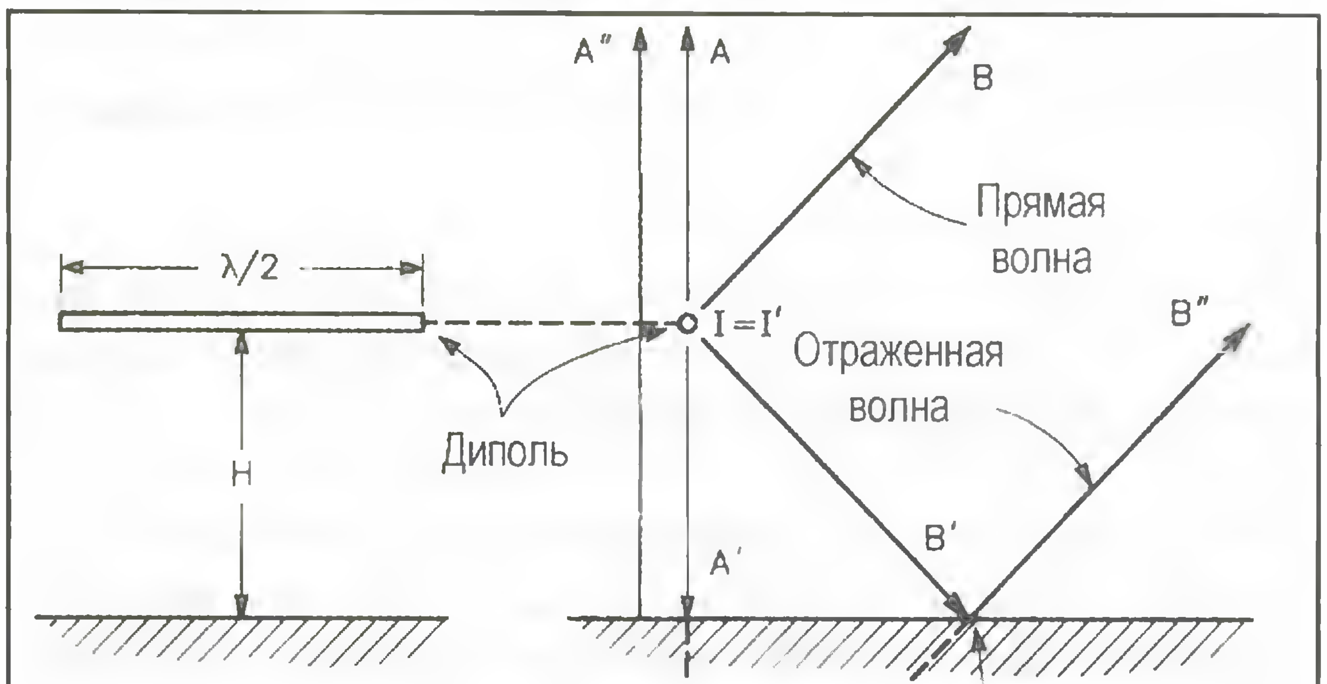


Рис.8.2. Отражение ВЧ энергии от поверхности земли. Возможное фазовое соотношение между прямой и отраженной горизонтально поляризованной волной зависит в первую очередь от высоты диполя над землей (и в меньшей степени от качества отражения от земли).

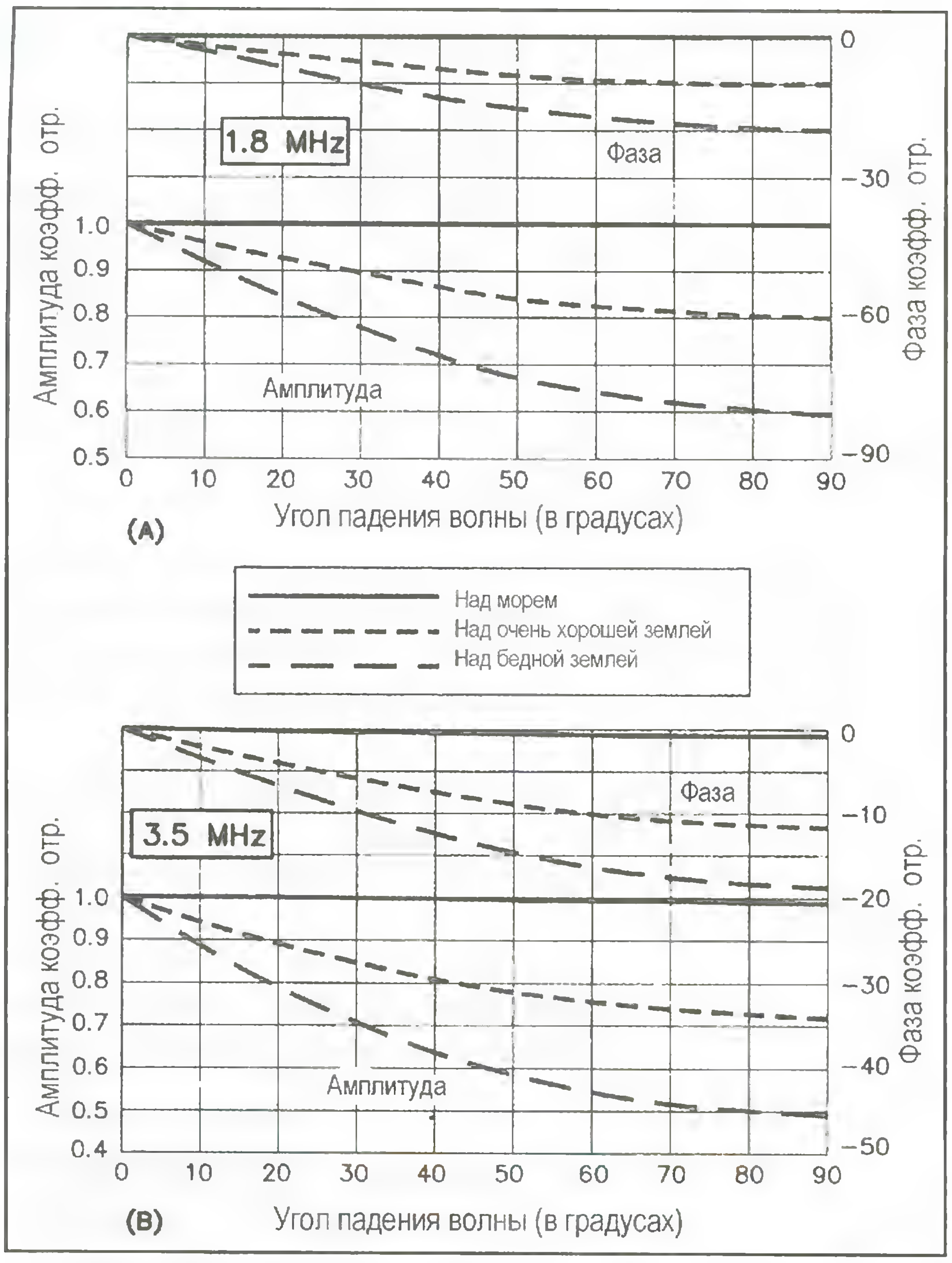


Рис.8.3. Коэффициент отражения (амплитуда и фазовый угол) горизонтально поляризованных волн от трех разных типов земной поверхности: моря, обычной земли и очень бедной. См. текст для дальнейших разъяснений.

1.2.1.3. Наклон земной поверхности.

Во многих случаях антенна не может быть расположена над идеально плоской поверхностью. Наклон поверхности [630] оказывает большое влияние на углы излучения антенны. Модуль RADIATION ANGLE HORIZONTAL ANTENNAS нового длинноволнового программного обеспечения рассчитывает диаграмму направленности диполей (или директорных антенн) как функцию наклона земной поверхности.

Таблица 8.2 показывает влияние угла наклона поверхности земли на требуемую высоту антенны для необходимого угла излучения в диапазоне 80 метров.

В таблицу внесены необходимая высота антенны и расстояние от горизонтальной антенны до точки отражения. Положительные углы соответствуют подъему. Результаты этой таблицы могут быть легко экстраполированы для 40 и160 метров простым делением или умножением всех значений на 2. Для 40 метров все размеры должны быть поделены, а для 160 метров все размеры должны быть умножены.

1.2.1.4. Антенны над реальной землей

До этого момента большинство представленных результатов соответствуют идеально проводящей земле. На самом деле, как показывает практика, идеальной земли не существует. Условия идеальной земли возникают только тогда, когда антенна устанавливается над соленой водой.

Таблица 8.2. Высота антенны на частоте 3.5 МГц, необходимая для создания максимума ДН под углами 20°, 30°,40° в зависимости от угла наклона земной поверхности

Угол Наклона (град)	Угол излуч. 20°		Угол излуч. 30°		Угол излуч. 40°	
	Высота (фут)	Расст. (фут)	Высота (фут)	Расст. (фут)	Расст. (фут)	Расст. (фут)
35	-	-	-	-	906	10364
30	-	-	-	-	430	2441
25	-	-	819	9367	275	1029
20	-	-	396	2249	201	553
15	768	8789	258	966	158	340
10	378	2146	192	528	131	227
5	251	937	153	329	113	161
0	189	520	129	224	100	120
-5	153	329	113	161	91	91
-10	131	227	102	121	85	72
-15	116	166	94	94	81	57
-20	107	127	89	75	79	45
-25	101	101	87	61	78	36
-30	97	91	86	49	78	28

Эффективность излучения и эффективность отражения.

Создание отраженных токов в горизонтальной антенне, в противоположность вертикальной, не зависит от земли. За это ответственна физически «вторая половина» (зеркальный образ). В действительности, это значит, что земля не играет важной роли в определении эффективности излучения горизонтальной антенны. Эффективность излучения зависит от потерь в самой антенне (проводник, изолятор, катушки и т.д.). Хотя, конечно, некоторая часть всей излученной энергии может рассеиваться благодаря потерям земли. Как горизонтально так и вертикально поляризованные антенны имеют зависимость от земли из-за того, что отраженная ВЧ энергия в так называемой «зоне Френеля» при построении диаграммы направленности суммируется с прямой волной, как показано на рис.8.2. Эффективность отражения зависит от качества земли.

Коэффициент отражения.

Отражение от реальной земли совсем не похоже на отражение от идеального зеркала. Коэффициент отражения представляет собой комплексное число, которое описывает отражение от реальной земли:

- От идеального зеркала отражается вся энергия. Амплитуда коэффициента отражения равна 1;
- При отражении от идеального зеркала фаза отраженной горизонтальной волны изменяется на 180° по сравнению с фазой падающей волны;

- При отражении от реальной земли часть ВЧ энергии поглощается и амплитуда коэффициента отражения становится меньше 1;
- При отражении от реальной земли фаза коэффициента отражения больше 180°. Исключением является случай, когда волновой угол достаточно большой и отклонение от 180° невелико. Это отклонение обычно колеблется в районе 0 -25° для углов отражения (которые равны волновым углам) между 0 и 90°.

Уменьшение амплитуды коэффициента отражения по мере ухудшения качества земли является причиной того, что усиление диполя уменьшается над реальной землей по сравнению с идеальной.

Коэффициент отражения представляет собой функцию волнового угла. Чем меньше волновой угол, тем ближе амплитуда коэффициента отражения к 1. Это служит объяснением тому, почему потеря энергии диполем (бедная земля по сравнению с идеальной) при больших углах (угол зенита) больше, чем при меньших. См. рис.8.4.

Тот факт, что диполь над бедной землей имеет меньший угол излучения по сравнению с диполем над идеальной землей, объясняется тем, что при меньшем угле происходит меньшая потеря энергии. Другими словами, над бедной землей излучение просто несет меньшие потери при малых углах по сравнению с большими.

Заполнение глубокого провала (см. рис.8.4 B и D) при волновом угле 90° для диполя на высоте 0.5 λ и 1λ происходит потому, что отраженная волна значительно ослаблена и, вдобавок, фаза смещается и отраженная волна не может больше погасить прямую волну.

Заметим, что влияние дополнительного изменения фазы может быть компенсировано изменением высоты антенны.

Обратимся к рис.8.3, на котором показан коэффициент отражения (амплитуда и фаза) горизонтально поляризованной волны. Данные приведены для горизонтально поляризованной антенны над морем, средней и очень бедной землей для 160 и 80 метров. Выражение 8.1 умноженное на этот коэффициент дает диаграмму направленности в вертикальной плоскости над реальной землей.

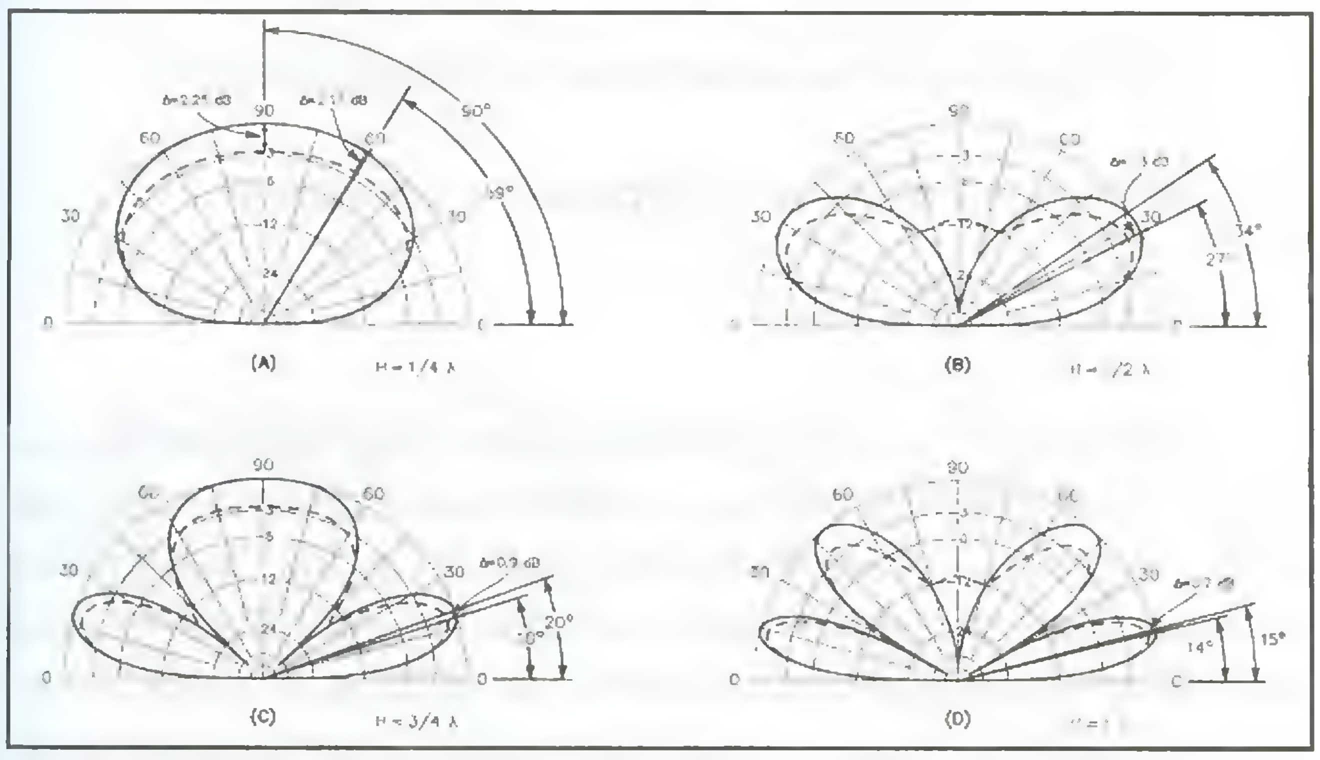


Рис.8.4. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости над двумя типами земли: над поверхностью воды (непрерывная линия на каждом из рисунков) и над очень бедной землей (прерывистая линия на каждом из рисунков). Волновой угол, также как разность усиления приведены для четырех высот антенны для указанных поверхностей.

Диаграммы направленности (ДН).

На рис.8.4 показаны два крайних случая ДН горизонтального диполя в вертикальной плоскости: над почти идеальной землей (соленая вода) и над пустыней. В таблице 8-3 приведены волновые углы и относительные потери полуволнового диполя над пятью различными типами земли для двух высот антенны. Заметим, что для полуволнового диполя максимальный волновой угол уменьшается с 30° над уровнем моря до 26° над пустыней. В то же самое время происходит потеря излучения на 1.21 dB.

Для антенны с высотой 0.25λ максимум излучения наблюдается при 90° для идеальной земли (см. рис.8.4). Над очень бедной землей (пустыней) максимум излучения наблюдается при 59°. Так происходит не потому, что больше ВЧ энергии концентрируется при этом меньшем угле, а потому, что больше ВЧ рассеивается в бедной земле при 90°, чем при 59° (коэффициент отражения значительно ниже при 90°, чем при 59°). Тем не менее, различия в энергии излучения при 90° и при 59° очень незначительны (0.08 dB). Различия в энергии излучения при 90° между отражающими поверхностями типа соленой воды и пустыни равны 2.25 dB. Так как угол излучения 90° мало используется на практике, относительно высокие потери в зенитном угле не должны нас беспокоить.

В случае с вертикальной антенной бедная земля в первую очередь ведет к потере энергии при малых углах. В случае с горизонтальной антенной потери, вызванные влиянием бедной земли, выходят на первый план при больших углах излучения!

Заметим, что для высоты 0.5 λ (рис.8.4 B) острый ноль при 90° над идеальной землей увеличивается до 12dB над пустыней.

Заключение.

Мы пришли к выводу, что влияние поглощения над бедной землей довольно существенно для низких антенн и становится менее существенным по мере увеличения высоты антенны. Искусственное улучшение качества земли путем введения проволочных противовесов находит практическое применение если необходимо получить максимум усиления при 90° от низких диполей (от 0.125λ до 0.25 λ). Этого можно добиться путем закапывания некоторого количества проводов (длиной от 0.5 λ до λ) прямо под диполем на расстоянии 60 см друг от друга или расположения проводов (длиной 0.5 λ + 5%) прямо над землей (2м) ниже диполя на 0.125-0.25 λ.

Улучшение эффективности отражения земли для сигналов с малым углом, созданных высоко расположенным диполем непрактично и маловыгодно. Поверхность эффективного отражения может быть расположена на расстоянии более, чем 10 λ от антенны!

Горизонтальные диполи, в отличие от вертикальных антенн, по большому счету, не зависят от условий отражения бедной земли. Причиной этого является то, что при отражении горизонтально поляризованных сигналов от земли, фаза всегда изменяется на 180° (с точностью 25°), каким бы ни был угол отражения (равный волновому углу). Для вертикальных антенн смещение фазы может меняться от 0° до 180°. Для вертикальных антенн угол псевдо Брюстера определяется как угол, при котором изменение фазы отраженного сигнала равно 90°.

Это значит, что угла псевдо Брюстера не существует для таких горизонтально поляризованных антенн, как диполь, потому что в точке отражения никогда не произойдет изменения фазы на 90°.

Таблица 8.3. Усиление антенны относительно усиления диполя над идеальной землей и углы максимума излучения для диполей на различных высотах.

	Высота =1/4 λ		Высота =1/2 λ	
	Относит. усилен. (dB)	Угол излуч. (град.)	Относит. усилен. (dB)	Угол излуч. (град.)
Идеальная земля	0	90	0	30
Море	-0,05	90	-0,01	30
Очень хорош. земля	-0,57	71	-0,16	29
Средняя земля	-1,23	62	-0,52	28
Очень бедн. земля	-2,17	53	-1,21	26

Влияние этого механизма ежедневно подтверждается тем фактом, что в длинноволновом диапазоне сильные сигналы из местностей с бедной землей (холмы, пустыня и т.д.) всегда создаются горизонтальными антеннами, в то время как из местностей с плодородной землей мы часто слышим сильные сигналы от вертикальных антенн и решеток из них.

1.2.2. ДН горизонтального полуволнового диполя в горизонтальной плоскости.

ДН горизонтального полуволнового диполя в горизонтальной плоскости имеет форму, показанную на рис.8.1. горизонтальная направленность диполя над реальной землей зависит от двух факторов:

1. Высота антенны.

2. Волновой угол при котором мы измеряем направленность.

На рис.8.5 показана горизонтальная направленность полуволновых горизонтальных диполей на высотах 0.25λ, 0.5λ, 0.75λ и λ над средней землей. ДН представлены для волновых углов от 15° до 60° с шагом 15°. При больших углах низкие диполи практически не имеют горизонтальной направленности. При малых углах , где имеется большая направленность, низкие диполи скорее всего не будут излучать совсем. Следовательно, совершенно бесполезно располагать два диполя под прямым углом для ненаправленного излучения, если эти диполи расположены на низкой высоте. На высотах от 0.5λ и больше существует заметная направленность, особенно на малых углах. Рис.8.6 дает визуальное представление трехмерной диаграммы излучения полуволнового диполя на высоте 0.5λ над средней землей.

1.3. КПД полуволнового диполя.

КПД антенны определяется выражением

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad}+R_{loss}}$$

где R_{rad} – сопротивление излучения, Ом.

R_{loss} - сопротивление потерь, Ом.

1.3.1. Сопротивление излучения.

Сопротивление излучения представляет собой фиктивное сопротивление, на котором рассеивается ВЧ энергия, приложенная к нему, если в нем такой же ток, как в центре диполя. Для полуволнового диполя на резонансе или вблизи него, сопротивление излучения равно реальной части входного импеданса (если считать антенну идеальной, без тепловых потерь).

Зависимость сопротивления излучения и реактивного сопротивления полуволнового диполя от его высоты показана на рис.8.7. Сопротивление излучения меняется от 60 до 90 Ом для всех практических высот длинноволнового диапазона. При определении реактивности размер диполя выбирался резонансным для свободного пространства (72 Ом). Мы можем сделать вывод, что резонансная частота меняется с высотой полуволнового диполя над землей. Там, где реактивность положительна, диполь оказывается слишком длинным и наоборот.

1.3.2. Потери.

Потери в полуволновом диполе вызываются:

- ВЧ сопротивлением антенного проводника;
- Диэлектрическими потерями в изоляторах;
- Потерями в земле.

В таблице 8.4 представлены значения эффективного ВЧ сопротивления для применяемых материалов с учетом скин- эффекта. Сопротивление дано в Ом/км. Значения в таблице действительны для частоты 3.8 МГц. Для 1.8 МГц значения необходимо разделить на 1.4, а для 7.1 МГц – умножить на эту же величину. ВЧ сопротивление омедненной стали равно сопротивлению меди, так как центральная стальная часть плохо проводит ВЧ токи. Сопротивление постоянному току выше в 3-4 раза в зависимости от соотношения диаметров стали и меди. ВЧ сопротивление на 3.8 МГц в 18 раз больше, чем сопротивление постоянному току (в 25 раз для 7 МГц и в 13 раз для 1.8 МГц). Стальная проволока не показана в таблице, так как она имеет слишком большое ВЧ сопротивление. Никогда не используйте стальную проволоку, если вы хотите иметь хорошие характеристики антенн.

Таблица 8.4. Сопротивление различных типов проводов, используемых при изготовлении антенн.

Диаметр провода (мм)	Медь		Омедненная сталь		Бронза	
	Пост. Ток	3.8 МГц	Пост. Ток	3.8 МГц	Пост. Ток	3.8 МГц
	(Ом/км)		(Ом/км)		(Ом/км)	
2,5	3,4	61	8,7	61	4,5	81
2	5,4	97	13,8	97	7,2	130
1,6	8,6	154	22	154	11,4	206
1,3	13,6	246	35	246	18,2	326
1	21,7	391	55,6	391	29	521

1.3.2.1. Диэлектрические потери в изоляторах.

Диэлектрические потери сложно выразить количественно. Необходимо тщательно выбирать качественные изоляторы, особенно для концов диполя с высоким импедансом. Несколько изоляторов можно соединить вместе для улучшения качества изоляции.

1.3.2.2. Потери в земле.

Отражение ВЧ энергии от реальной земли сопровождается поглощением. При идеальном отражении усиление диполя над землей равно 6 dB относительно усиления диполя в свободном пространстве (интенсивность поля увеличивается вдвое благодаря идеальному отражению).

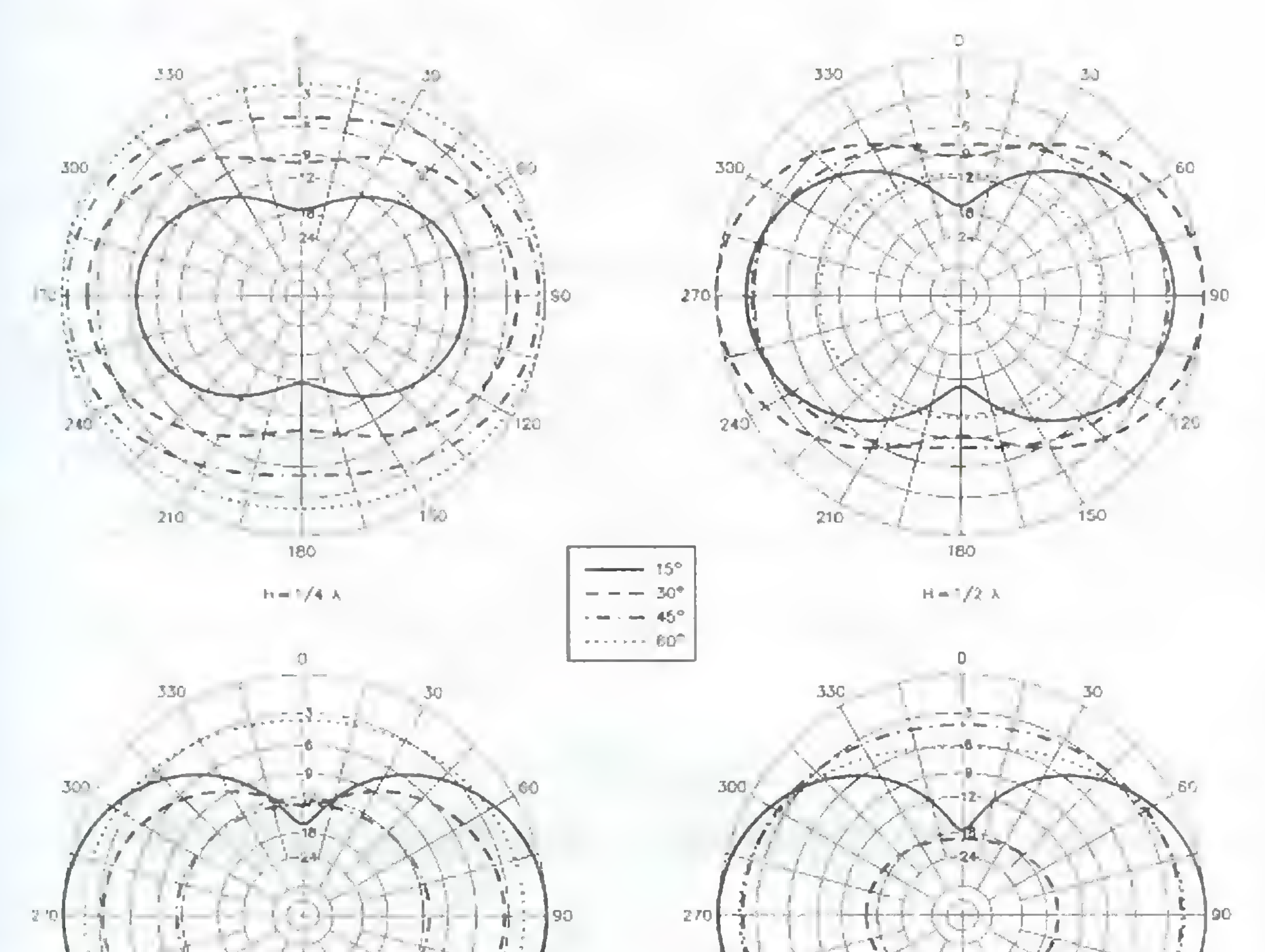


Рис.8.5. Горизонтальная ДН для полуволновых горизонтальных диполей при различных высотах над землей для волновых углов 15°, 30°, 45° и 60° (модель хорошей земли).

Реальная земля никогда не является идеальным рефлектором. Следовательно, она поглощает часть ВЧ энергии. Влияние поглощения мощности реальной землей описано в параграфе 1.2.1.4. и иллюстрируется рис.8.4 и таблицей 8.3.

Попытки улучшить проводимость земли для улучшения характеристик являются обычной практикой для вертикальных антенн. Любой, хоть это и не так просто, может также улучшить проводимость земли для диполя, особенно если он заинтересован в излучении под небольшими углами, если антенна физически расположена высоко. Из таб. 8.1 мы можем определить расстояние от антенны до точки отражения на земле. Для основного лепестка восьмидесятиметрового диполя, расположенного на высоте 30м (100 футов), это расстояние равно 36м (18 футов). Следовательно, в этом месте и необходимо улучшить проводимость земли.

Так как поляризация диполя горизонтальная, все провода, лежащие на земле или под землей должны располагаться параллельно диполю. Желательно, чтобы их длина составляла по крайней мере 1λ. Тем не менее, если рассматривать небольшое усиление, которое может быть достигнуто, особенно для высоких антенн и низких углов излучения, такое улучшение земли вряд ли будет стоить затраченных усилий.

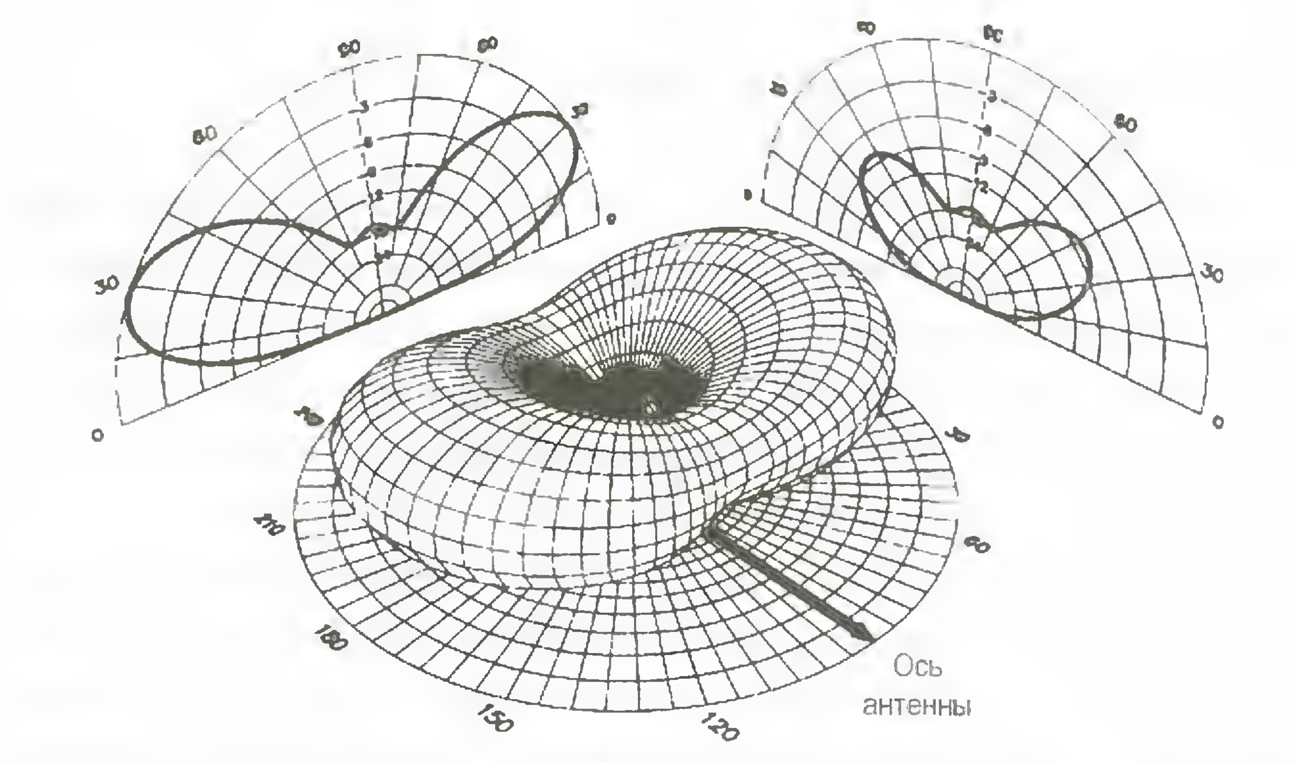


Рис.8.6. Трехмерное представление характеристики направленности полуволнового диполя на высоте 0.5λ над землей.

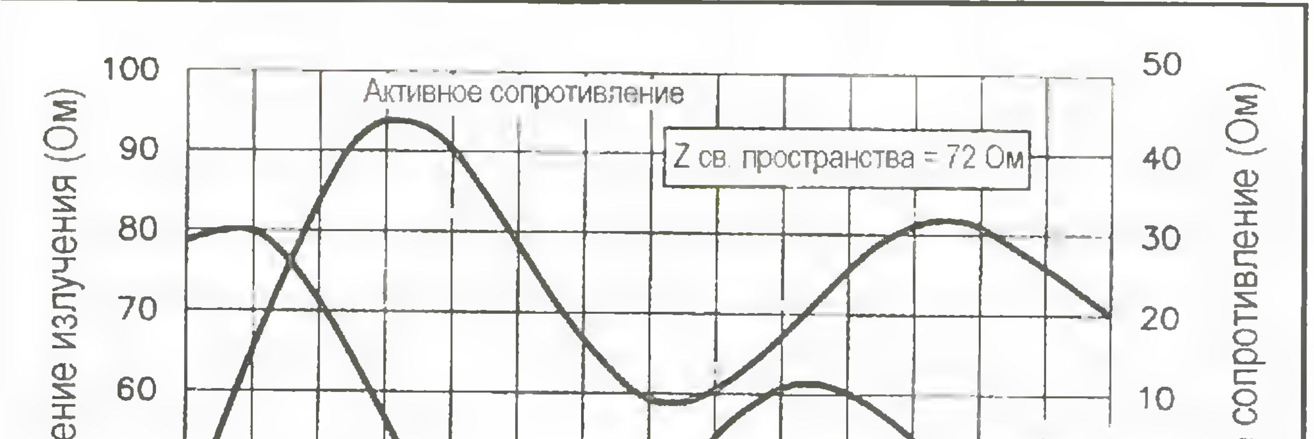


Рис.8.7. Сопротивление излучения и входная реактивность диполя для различных высот антенны. Вычисления производились на частоте 3.65 МГц с использованием проводника диаметром 2мм (провод AWG 12) над хорошей землей.

Единственно существенным улучшением может стать перемещение на морское побережье или маленький остров, окруженный соленой водой. Тем не менее, нельзя говорить о том, что качество отражения земли для горизонтальных антенн имеет намного меньшее значение, чем для вертикальных.

Эффективность низких диполей (высотой 0.25λ и меньше), которые в основном излучают под зенитным углом 90°, может быть улучшена размещением проводов под антенной в том же направлении.

1.4. Возбуждение полуволнового диполя.

В общем случае, полуволновые диполи возбуждаются в центре. Однако, это не всегда так. Windom антенна является полуволновым диполем, возбуждаемом в точке, расположенной приблизительно на расстоянии 1/6 от конца полуволновой антенны с однопроводной линией передачи. Было доказано (и может быть подтверждено моделированием), что точное размещение точки возбуждения ведет к идеально симметричному синусоидальному распределению тока в антенне [688] . Недостатком антенны (Windom) с однопроводной линией передачи является излучение самой линии передачи, которое искажает диаграмму излучения диполя. Belrose описал многополосный (двойной) Windom, использующий симметрирующе-согласующее устройство (ССУ) 6:1 с коаксиальной линией питания [688].

1.4.1. Симметричный диполь.

Диполь, возбуждаемый в центре, является симметричным. Антенна может быть запитана открытой двухпроводной линией передачи, если она используются на разных частотах (например, как две синфазные полуволны на первой гармонике) или коаксиальной линией передачи при помощи ССУ. ССУ необходимо использовать для того, чтобы не исказить ДН антенны. ССУ детально описаны в главе, посвященной линиям передачи. Рекомендуются ССУ токового типа, состоящие из множества ферритовых колец с высокой проницаемостью, нанизанных на коаксиальную линию. Точное значение входного сопротивления может быть найдено из рис.8.7.

Полоса частот.

Полоса частот по заданному значению КСВ полноразмерного полуволнового диполя определяется диаметром проводника. На Рис.8.8а показаны графики КСВ для диполей различных диаметров. Большие диаметры проводника могут быть получены созданием так называемого проволочного бочонка (рис.8-8B). Я использовал проволочный бочонок в моем 80-метровом вертикале, где 6 проводов формируют бочонок 30 см (12-дюймов) в диаметре.

На Рис.8.9 эффективный эквивалентный диаметр такого проволочного бочонка представлен как функция нескольких проводов, образующих бочонок. Вместо проволочного бочонка можно также использовать некоторое количество равномерно расположенных проводников в плоскости. На Рис.8.10 показаны эффективные эквивалентные диаметры таких многопроволочных конфигураций (см. Kurze Antennen. Gerd Janzen, ISBN 3-440-05469-1).

Например: три параллельных провода, каждый диаметром 2мм, с расстоянием между ними 5см имеют эффективный эквивалентный диаметр равный диаметру сплошного проводника 50x0.65=32.5мм.

Полосы частот петлевых диполей шире, чем полосы частот диполей из одиночных проводов. Петлевой диполь для 80 метров, выполненный из провода AWG 12 (диаметр 2.053мм), с расстоянием между проводами 15см (6 дюймов), перекрывает весь 80 метровый диапазон (3.5-3.8 МГц) при КСВ ≤1.75 по сравнению с КСВ ≤2.5 для обычного диполя.

1.4.2. Широкополосные диполи.

Вместо уменьшения Q-фактора антенны, можно разрабатывать системы, у которых индуктивная часть сопротивления скомпенсирована по мере продвижения от резонансной частоты антенны. «Диполь - двойная базука» является, вероятно, одним из наиболее известных примеров такой антенны. В этой антенне часть излучателя выполнена из отрезков коаксиального кабеля, связанных таким образом, чтобы передавать импеданс шунта параллельно точке питания диполя при изменении частоты от резонансной. F. Witt, AI1H, привел подобную широкополосную антенну в деталях [1012]. На рис.8.11 показаны размеры его 80 метровой DX антенны, выбранные для минимума КСВ как для CW так и для SSB участков.

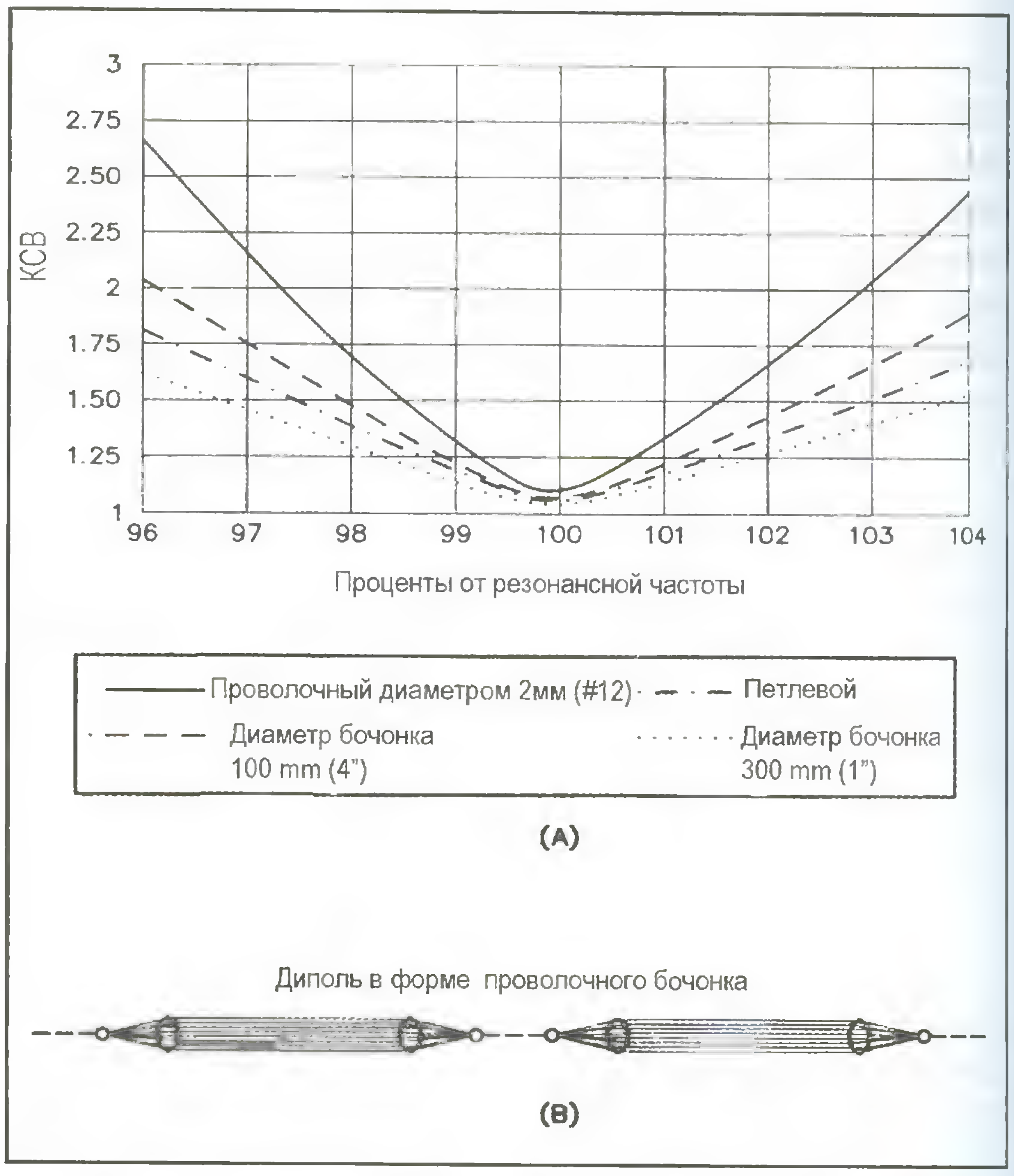


Рис.8.8. А - График КСВ для полуволновых диполей различных диаметров на частоте 3.75МГц. Вся полоса частот в 80 метровом диапазоне составляет 8%. Проводники диаметром 100 мм (4 дюйма) и 300 мм (12 дюймов) могут быть выполнены в виде проволочного бочонка, как показано ниже. Заметим, что полоса частот петлевого диполя существенно больше, чем прямолинейного. Расстояние между проводами петлевого диполя слабо влияет на полосу частот.

Другие возможные способы увеличения полосы частот описаны M.C.Hatley, GM3HAT [682].

R. Severns, N6LF, привел описание широкополосного петлевого диполя для 80 метров, использующего принципы open-sleeve антенны [1014]. На рис.8.12 показана схема петлевого диполя, в котором R. Severns вставил между проводами петлевого диполя дополнительный проводник близкий к полуволновому. Результирующий график КСВ также показан на рис.8.12. Конечно, это не повод для того, кто применяет переключаемые индуктивности или конденсаторы, такие, как описанные детально в главах о вертикальных или больших рамочных антеннах.

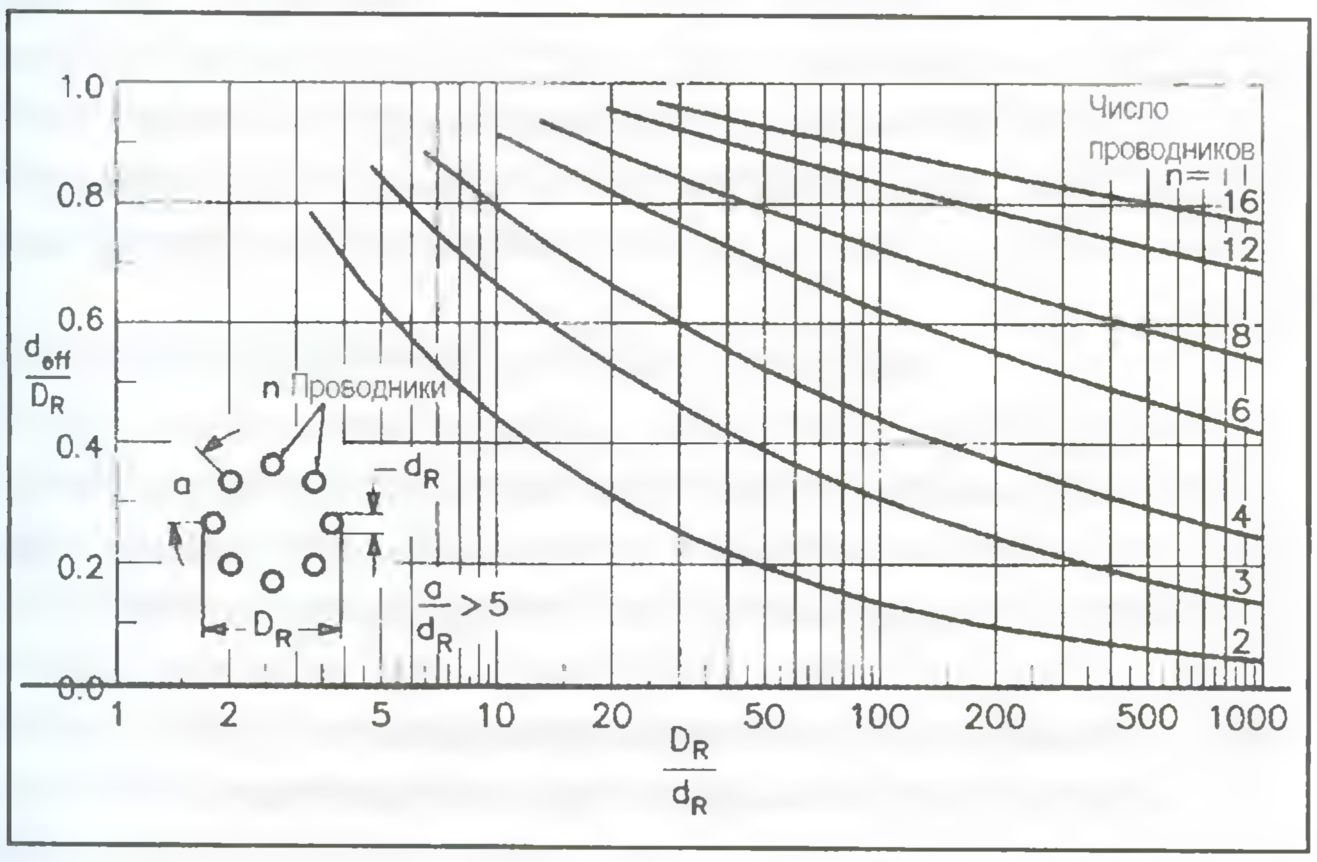


Рис.8.9. Нормированный эффективный диаметр d_{eff}/D_R для проволочного бочонка, выполненного из проводов (даиметром d_R), расположенных равномерно по окружности диаметром D_R. Например: проволочный бочонок выполненный из 6 проводов диметром 2 мм, расположенных равномерно по окружности диаметром 20 см, эквивалентен одиночному проводу диаметром 0.62x20=125 мм (см. Kurze Antennen. Gerd Janzen, ISBN 3-440-05469-1).

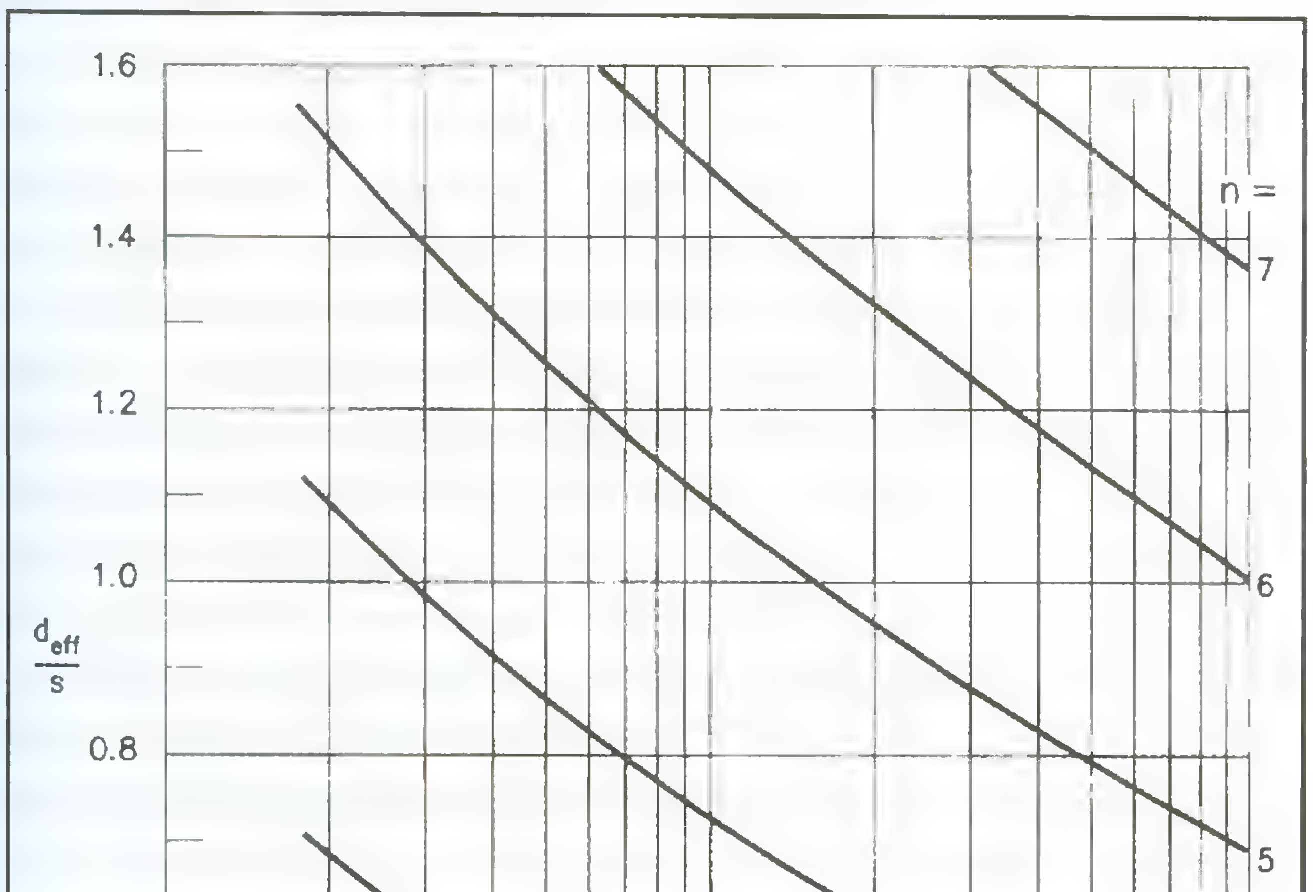


Рис.8.10. Нормированный эффективный диаметр d_{eff}/D_R для многопроводного проводника, выполненного из проводов (диметром d_R), расположенных равномерно с расстоянием между ними S. (см. Kurze Antennen. Gerd Janzen, ISBN 3-440-05469-1).

1.4.3. Излучает ли резонансный диполь лучше, чем диполь нерезонансный?

Нет. Бесконечно короткий диполь может излучать также хорошо, как и полноразмерный полуволновый диполь, если вы сможете обеспечить в диполях одинаковые мощности и потери (нормированные). Такой бесконечно короткий диполь назван диполем Герца. Распределение тока в нем равномерное и, следовательно, ДН незначительно отличается от ДН полуволнового диполя. Однако это не должно нас волновать, поскольку это все же гипотетическая антенна.

Если мы имеем реально короткий диполь, его сопротивление излучения становится очень небольшим, возможно, несколько Ом, а входное сопротивление в центре становится существенно емкостным (несколько тысяч Ом). Это чрезвычайно затрудняет возбуждение этой очень короткой антенны с высокой эффективностью (см. раздел 2).

Однако, если антенна лишь незначительно короче (длиннее) полуволны, ее входной импеданс ненамного отличается (максимум на несколько процентов) от его значения в резонансе, а его реактивные компоненты будут управляемыми до тех пор, пока происходит питание этого нерезонансного диполя.

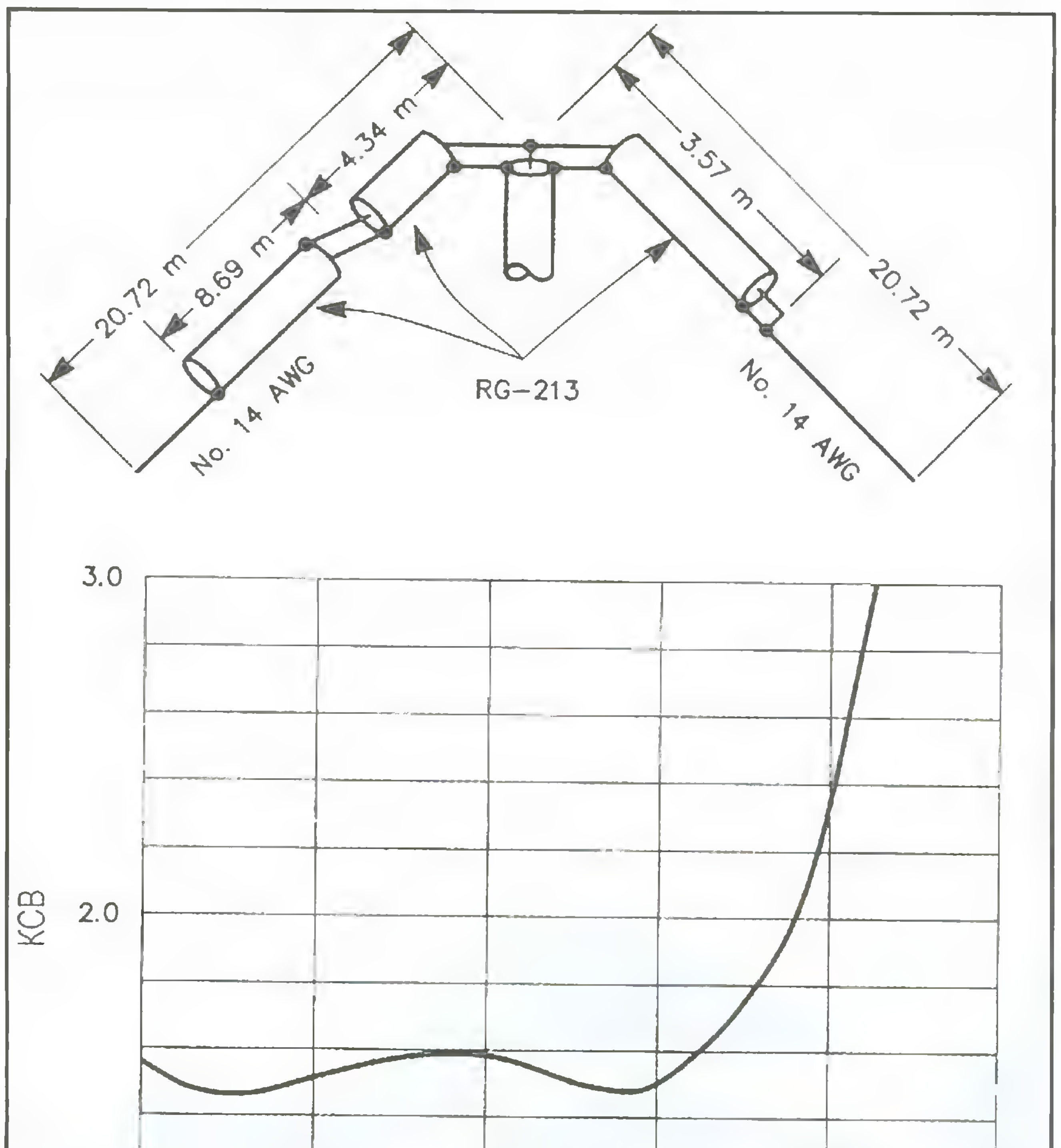


Рис.8.11. Размеры и график КСВ 80 метровой антенны, специально сконструированной для длинноволновой связи F.Witt, AI1H.

Возьмем, к примеру, типичный открытый диполь, питаемый в центре (однопроводный диполь). Предположим, что он настроен на частоту 3.65 МГц для 80 метрового диапазона и расположен на такой высоте, при которой его резонансный импеданс составит ровно 50 Ом (см. рис.8.7). Импеданс антенны при частоте 3.5 и 3.8. МГц будет иметь такое значение, при котором КСВ составит приблизительно 2 (это относится к нашей системе, в которой импеданс равен 50 Ом). Причиной этого в основном является реактивный компонент. Способность такой нерезонансной антенны излучать с такой же мощностью, как и ее резонансный двойник, зависит от того, какие потери будут происходить в системе питания, которая должна соответствовать величине комплексного сопротивления (например 40 + j70Ω на 3.5МГц и 60 + j70Ω на 3.8МГц). Любой может с легкостью заявить, что в длинноволновом диапазоне можно создать такие системы питания, в которых будут происходить незначительные потери, если значение КСВ будет меньше 2 или даже составит 3.

Подводя итоги можно сказать, что нерезонансный диполь (также как и монополь) излучает также, как и резонансный. Единственным спорным вопросом представляется «легкость» возбуждения этого диполя, когда он вне резонанса.

1.4.4. Равна ли частота, соответствующая минимальному значению КСВ частоте резонанса?

Правда ли, что резонансная частота диполя равна частоте, где КСВ наименьший? Нет, это не так. А важно ли знать точное значение резонансной частоты диполя? Нет. А вот что действительно важно знать, так это частоту, при которой КСВ в подводящей линии передачи будет минимальным.

Поясню на примере: диполь, у которого на резонансной частоте сопротивление 70 Ом имеет КСВ, равный 1.4. Чуть ниже по частоте сочетание более низкой активной части сопротивления с некоторым значением реактивного емкостного сопротивления приведет к меньшему значению КСВ, чем на резонансной частоте антенны! Он в действительности зависит от скорости изменения реактивного сопротивления по сравнению с активным. Если активное сопротивление изменяется медленно, а реактивное быстро, то вышесказанное верно. Но если активное сопротивление изменяется очень быстро в окрестности резонанса – предыдущее утверждение будет неверным. Другими словами, наименьшего значения КСВ достигает в точке входного сопротивления, максимально приближенной к центру диаграммы Смитта. Но необязательно, чтобы эта точка лежала на линии реактивного сопротивления, равного нулю.

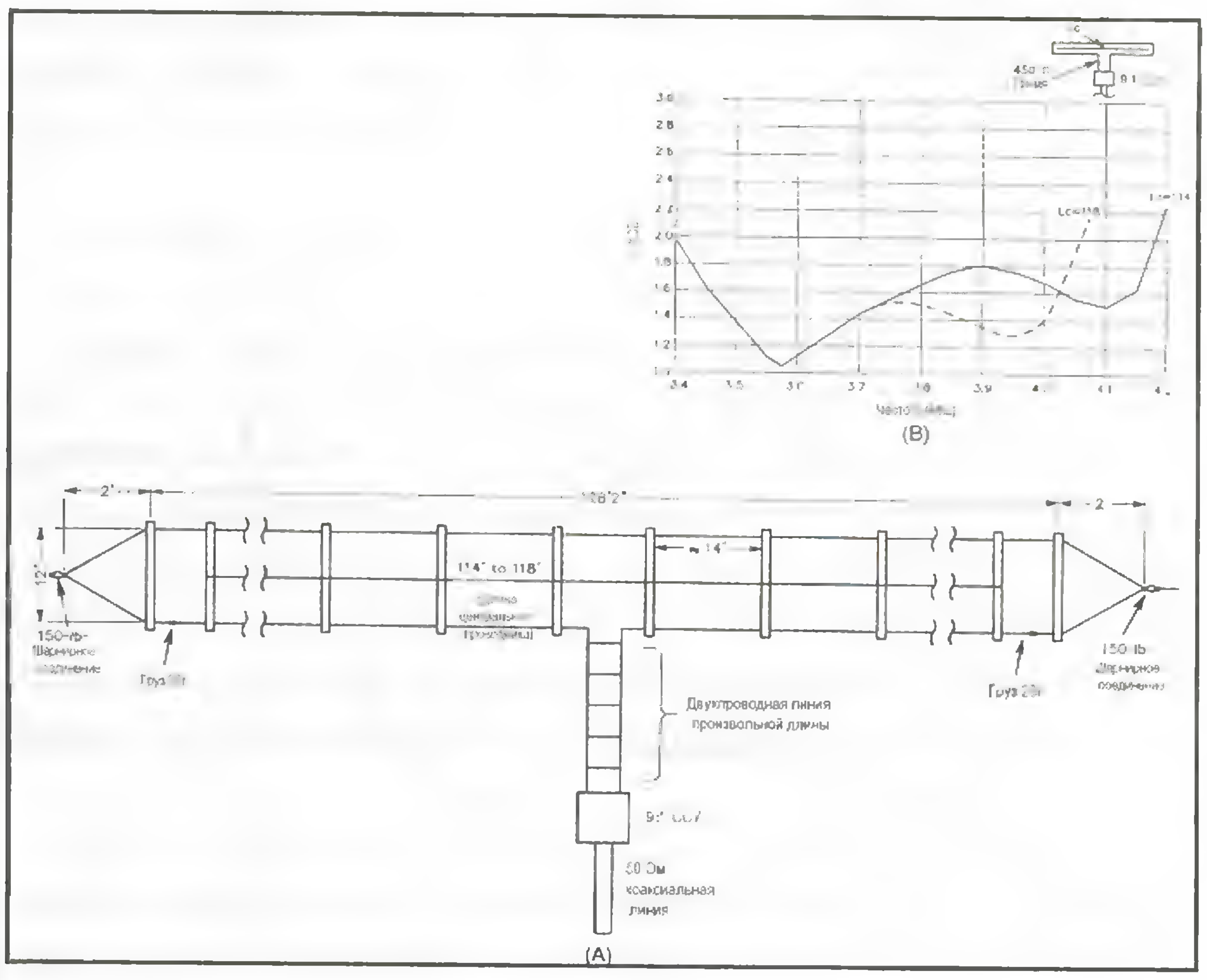


Рис.8.12. А – петлевой открытый трубчатый диполь. Антенна возбуждается двухпроводной открытой линией передачи с волновым сопротивлением 450 Ом произвольной длины при помощи ССУ 9:1. В – график КСВ этого диполя для различных длин центрального провода (Lc).

Но все это не должно нас смущать. Мы должны проектировать наш диполь таким образом, чтобы КСВ в центре рабочей полосы был минимальным. Так или иначе, резонансная частота диполя здесь абсолютно неуместна.

1.5. Установка полноразмерного диполя на вашем заднем дворе.

Концы полуволнового диполя можно наклонить (вертикально или горизонтально) без ущерба для диаграммы направленности или эффективности антенны. На концах диполя амплитуда тока мала, следовательно, они очень мало влияют на излучение антенны.

Наклон концов диполя является одним из вариантов диполя, нагруженного на концах (как и вертикальная антенна с нагрузкой вверху). Концы, загнутые в форме петли, служат в качестве емкостной нагрузки. Более детально это описано в разделе 2 главы 9 (вертикальные антенны).

N. Mullani, K0NM, рассчитал усиление и импеданс полуволнового диполя с концами, загнутыми вертикально вниз [691]. Он пришел к выводу, что если горизонтальная длина составляет 40% полноразмерной антенны, изменения характеристик антенны незначительны, коэффициент усиления уменьшается на 0.6 dB при некотором уменьшении полосы частот. Наклон концов диполя может несколько улучшить согласование с 50 – Омной линией передачи, в зависимости от высоты антенны. K0NM пришел к выводу, что нет ничего страшного в сгибании диполя, если вам не хватает места (См. также главу 14 «Антенны для небольших участков земли»).

2. Укороченный полуволновой диполь.

В длинноволновых диапазонах иногда невозможно использовать полноразмерные излучатели. В этом разделе описаны характеристики коротких диполей и способы их успешного применения. Короткие диполи часто используются в качестве элементов антенн Яги, уменьшенных в размере (см. главу о Яги-антеннах) или для достижения приемлемых размеров антенн, которые будут устанавливаться в городе. Короткие антенны описаны в замечательной книге (на немецком) [7818]. Рекомендую эту книгу всем, кто не боится формул и графиков и хочет глубоко разобраться в предмете.

2.1. Основы.

Вы всегда можете рассматривать диполь как две соединенные последовательно в точках питания вертикальные антенны, которые при этом уже нельзя назвать вертикальными. Вместо зеркального изображения антенны (которое присутствует при рассмотрении вертикальных антенн), мы сами создаем эту зеркальную половину.

Все основные понятия о сопротивлении излучения и нагрузках коротких вертикальных антенн (глава о вертикальных антеннах) могут быть приложены непосредственно к дипольным антеннам.

2.2. Сопротивление излучения.

Сопротивление излучения диполя (при условии бесконечно малого диаметра проводника) в свободном пространстве равно удвоенному значению сопротивления эквивалентного монополя. Например, R_{rad} для полуволнового диполя, выполненного из бесконечно тонкого провода, приблизительно 73.2 Ом, что равно удвоенному значению сопротивления излучения четвертьволновой вертикальной антенны (36.6 Ом). Над землей сопротивление излучения будет изменяться также, как изменяется сопротивление излучения полноразмерного полуволнового диполя (см. рис.8.7).

2.3. Настройка короткого диполя при помощи нагрузок.

Нагрузка короткого диполя приводит антенну к резонансу. Это означает исключение емкостной компоненты входного сопротивления. Различные методы нагрузки приводят к различным значениям сопротивления излучения.

Тем не менее, не обязательно нагружать укороченную антенну до резонанса, чтобы с ней можно было работать. Вы также можете подсоединить к ней линию передачи напрямую или через цепь согласования без настройки емкостной нагрузки.

Таким образом, вы можете рассматривать диполь вместе с подводящей линией передачи как некую систему и анализировать ее для поиска различных вариантов согласования. Иногда эту ситуацию можно использовать применительно к настроенным линиям передачи.

Существует несколько способов работы с короткими диполями:

· Настроенные линии передачи;

· Согласование диполя в точке питания;

· Индуктивная нагрузка для компенсации емкости;

· Нагрузка линией;

· Концевые емкости;

· Комбинированные методы нагрузки.

2.3.1. Настроенные линии передачи.

До того, как появились коаксиальные линии передачи использовались настроенные линии передачи. Могут быть созданы открытые фидеры с очень малыми потерями. Антенна Levy является примером короткого диполя возбуждаемого с помощью открытой линии. Ее полная длина составляет 0.25λ. Эта антенна (R_{rad} = 13 Ом, а X_c = -j1100 Ом) может быть запитана открытыми фидерами (450-600 Ом) любой длины до радиорубки, где мы можем согласовать ее с 50 Ом при помощи антенного тюнера. Отличительной чертой этого подхода является то, что система может быть настроена из радиорубки при помощи антенного тюнера и эта система работает в широкой полосе частот в отличие от диполей с нагрузками.

Рассчитаем потери в такой системе. Потери в антенне могут быть пренебрежительно малы (при условии правильного выбора размеров элементов и их взаимного расположения). Типичное значение потерь в открытой линии передачи 0.01 dB/100 футов для частоты 3.5 МГц. КСВ в линии достигает нереального значения 280 (это значение было получено с использованием программы SWR RATIO, являющейся частью NEW LOW BAND SOFTWARE). Дополнительные потери в линии из-за высокого значения КСВ для 30 м (100 футов) имеют порядок 1.5 dB [600,602]. В линии со стоящими волнами сопротивление в каждой точке различно.

Короткий 80 метровый вращаемый диполь, расположенный на мачте вблизи дома JH3VNC.

Незначительное изменение длины линии может привести к большому изменению сопротивления, с которым без сомнения справится тюнер.

Это может быть подтверждено при помощи следующих модулей программного обеспечения COAX TRANSFORMER/ SMITH CHART или IMPEDANSE, CURRENT AND VOLTAGE ALONG FEED LINES. Хороший антенный тюнер хорошо справится с задачей подобного согласования при потерях менее, чем 0.2 dB. Общие потери в системе существенно зависят от эффективности, с которой тюнер может управлять трансформацией сопротивлений. Типичное значение суммарных потерь в системе будет не более 2 dB.

2.3.2. Согласование диполя в точке питания

Вы, конечно, можете смонтировать согласующую цепь непосредственно в точке питания антенны, хотя это в высшей степени не практично в большинстве случаев. В случае вертикальной антенны это решение более практично, поскольку точка питания находится на уровне земли.

2.3.3. Индуктивные нагрузки.

Катушки индуктивности могут быть установлены в любой части короткого диполя от центра до кончика. Нагрузка вблизи конца диполя приведет к большому значению сопротивления излучения, но это потребует больших значений индуктивности и, следовательно, приведет к большим потерям в них.

2.3.3.1. Нагрузка в центре диполя.

Индуктивное сопротивление нагрузки, необходимое для резонанса в антенне Levy в ранее рассмотренном примере приблизительно равно 1100 Ом. Чтобы достичь этого, необходимо установить две 550 Ом (реактивных) катушки последовательно в точке питания диполя. Необходимо быть достаточно умелым, чтобы реализовать индуктивность с добротностью Q равной 300.

$$R_{\text{loss}} = \frac{550}{300} = 1.83 \text{ Ом.}$$

Суммарное сопротивление потерь в двух катушках составит 3.66 Ом.

Таким образом, КПД антенны будет равно:

$$\eta = \frac{13}{13+3.36} = 78\% \,.$$

Потери мощности равны -10log(0.78)=1.08 dB.

Входное сопротивление антенны равно 13+3.36=16.7 Ом при резонансе. При этом предполагаются пренебрежимо малые потери в проводниках антенны (чисто медные провода). Если желательно использовать в качестве подводящей линии коаксиальную линию, то необходимо использовать дополнительную согласующую систему, преобразующую симметричное входное сопротивление 15 Ом в несимметричное сопротивление коаксиального кабеля 50 Ом или 75 Ом. Данный пример был рассчитан для свободного пространства. Над реальной землей сопротивления изменятся и будут являться функцией высоты антенны.

Другим путем определения необходимой индуктивности является моделирование антенны при помощи программы MININEC (а также ELNEC или MN). Рассмотрим, например, 1/4 λ диполь, используя ELNEC:

Входные данные:

F=1.83 МГц,, H=25 м,

$$l_{ant} = {}^{1}\!/_{4}\lambda$$

Методика выполнения.

1. Определим резонансную длину диполя на частоте 1.83 МГц (Результат окажется равным 80.1 м). Не моделируйте диполь на очень низкой высоте, так как результат, полученный при помощи программы MININEC будет ошибочным. Различия при разных типах земли не будет, так как MININEC всегда рассчитывает импеданс над идеально проводящей землей. Однако, не моделируйте диполь и в свободном пространстве, результаты будут также неправильными.

2. Длина диполя 1/4 λ равна половине вышеопределенной длины: 40.05 м. Рассчитайте характеристики еще раз – входное сопротивление будет равно 12.5 – j1094 Ом.

Необходимое индуктивное сопротивление катушки в центре диполя составляет 1094 Ом. Предполагая добротность катушки равной 300, получим общее сопротивление потерь равным 3.64 Ом.

Входное сопротивление диполя становится равным 12.5+3.64=16.14 Ом.

Согласование сопротивления с линией передачи.

Одной из возможностью согласования полученного сопротивления с 50 Ом линией является использование четвертьволнового трансформатора. Необходимое волновое сопротивление трансформатора равно

$$Z_0 = \sqrt{16.04 \times 50} = 28.4$$

Мы можем сконструировать линию с волновым сопротивлением 25 Ом (что очень близко к полученному значению) при помощи параллельного соединения двух 50 Ом линий. Не забудьте также, что вам необходимо симметрирующее устройство 1:1 между входом антенны и коаксиальной линией.

Другой привлекательной возможностью, которую используют большое количество 40 метровых укороченных антенн Яги, является применение индуктивной нагрузки в виде петли в центре антенны. Такие петли дают хорошее согласование с линией передачи.

Сравнение потерь.

Хорошее ССУ токового типа вносит потери не более, чем 0.1 dB. Индуктивные нагрузки (Q=300) вносят потери 1.3 dB. Включая 0.23 dB потерь в 30 м (100 футов) кабеля RG-213, суммарные потери в системе могут быть оценены в 1.63 dB. Результирующий КПД очень близок к результату, полученному при согласовании открытой линией передачи.

Есть, однако, несколько преимуществ и недостатков этого способа. Преимуществом является то, что коаксиальный кабель более легко устанавливается, чем открытая линия передачи, особенно, если используется вращающая антенна.

Высокое значение добротности (Q) катушек индуктивности сужает полосу частот антенны. В случае с открытыми линиями передачи тюнер решит эту проблему. В случае коаксиальной линии мы по-прежнему будем нуждаться в тюнере на входном конце, если желаем перекрыть большую полосу частот, в которой потери из-за высокого значения КСВ могут оказаться нежелательно большими.

Другим недостатком применения катушек индуктивности является слишком большое число дополнительных элементов-катушек. Каждый элемент сам по себе приведет к снижению надежности и даже очень хорошие индуктивности подвержены старению и требуют ремонта.

Вместо моделирования антенны при помощи MININEC можно вычислить необходимые катушки индуктивности так, как показано в примере ниже:

Длина диполя = 22.5 м;

F=3.8 МГц;

Внешний диаметр провода = 2мм;

Высота антенны = 20 м.

Полная длина диполя (с учетом 2.5% укорочения) равна 38.5 м. Первоначально рассчитаем волновое сопротивление линии передачи эквивалентной укороченному диполю, используя выражение:

$$Z_s = 276\log[\frac{S}{d\times\sqrt{1+\frac{S}{4h}}}], \quad (8.3)$$

где S – длина диполя =2250 см;

d – диаметр проводника =0.2 см;

h – высота диполя = 2000 см;

$$Z_s = 1103 \text{ Ом.}$$

Электрическая длина 22.5 м диполя составляет

$$l = 180\times\frac{22.5}{38.5} = 105.2^\circ \quad (8.4)$$

Реактивное сопротивление диполя равно:

$$X_L = Z_S \times ctg\frac{l}{2} = 1103\times ctg52.6^\circ = 843 Ом.$$

Вычисления при помощи MININEC дают значение реактивности 785 Ом, что в пределах 7% отклонения от значения, полученного выше.

Необходимая индуктивность составит

$$L = \frac{X_L}{2\pi\times f},$$

где L в мкГн, а f в МГц.

Для частоты 3.8 МГц

$$L = \frac{843}{2\pi\times3.8} = 32.6 мкГн$$

Существует два способа выполнения нагрузки и возбуждения укороченного диполя при помощи катушки индуктивности, расположенной в его центре:

1. Использование единственной катушки индуктивности 33.5 мкГн и петли связи линии передачи с катушкой. Этот метод используется фирмой Cushcraft для своих укороченных антенн 40 метрового диапазона.

2. Катушка индуктивности 33.5 мкГн должна быть разомкнута в центре и возбуждаться при помощи ССУ 1:1.

2.3.3.2. Смещение катушек индуктивности из центра диполя.

Расположение нагрузок оказывает заметное влияние на сопротивление излучения диполя. Этот процесс детально рассматривается в главе, посвященной коротким вертикальным антеннам.

Преимущества перемещения нагрузки из центра очевидны, если происходящее при этом увеличение сопротивления излучения, не нейтрализуются возрастанием потерь в ней. По мере перемещения катушки из центра, требуемая индуктивность увеличивается. С увеличением индуктивности, добротность (Q), вероятно, уменьшится, а эквивалентное сопротивление потерь увеличится.

Я рассчитал пример, когда 22.5 – метровый диполь (для 3.8. МГц) из раздела 2.3.3.1. был нагружен катушками симметрично в разных половинах диполя. Во всех случаях я принял добротность равной 300.

Результаты этих расчетов приведены на рис.8.13. В график включены реактивные сопротивления требуемых катушек индуктивности, сопротивления излучения (R_{rad}) и входное сопротивление при резонансе. КПД излучения определяется отношением R_{rad}/Z.

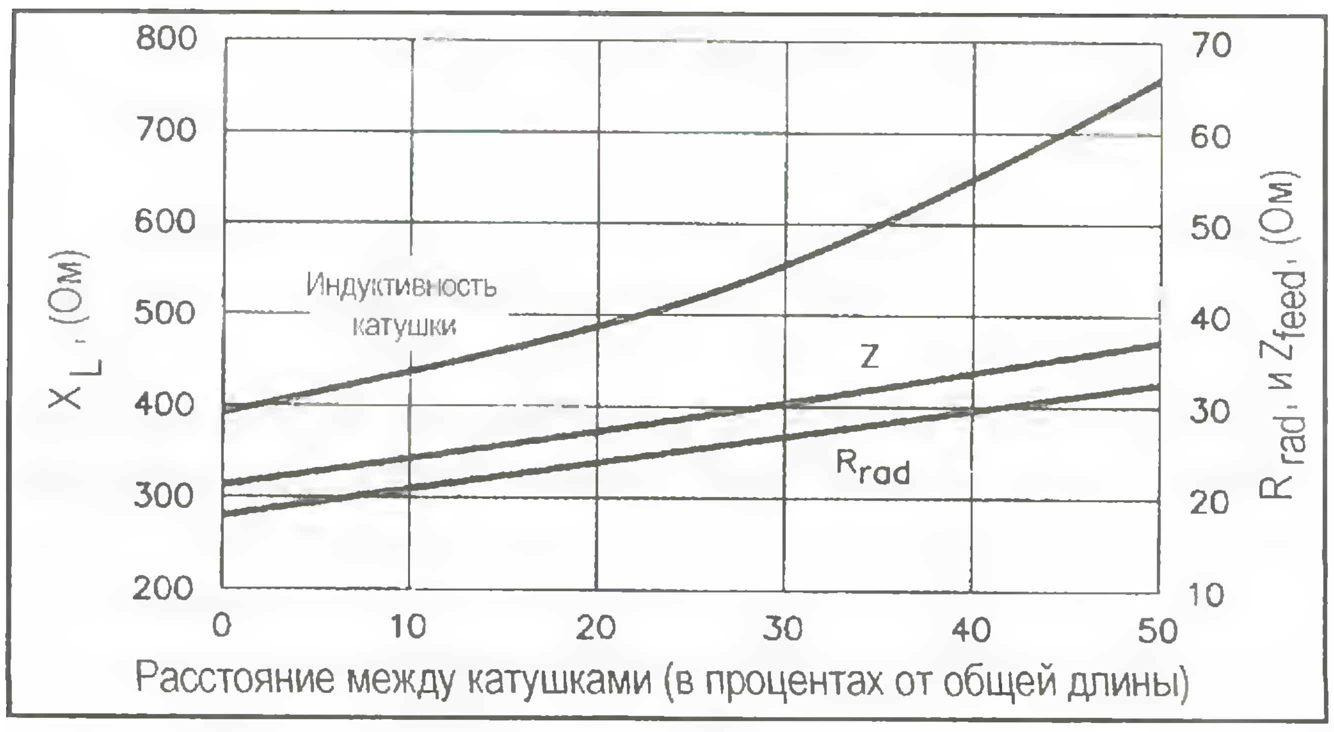


Рис.8.13. Данные для расчета нагруженного короткого диполя. Сопротивление излучения, входное сопротивление при резонансе и требуемая реактивность для катушек индуктивности даны в виде функции разноса между катушками (в процентах от длины диполя). Расчеты приведены для катушек с добротностью, равной 100 и частотой 3.8. МГц). Подробности смотри в тексте.

Заметим, что КПД остается практически постоянным, равным 88% . Это означает, что преимущества, которые мы получаем от увеличения сопротивления излучения при перемещении катушек от центра диполя, компенсируются увеличением омических потерь, которые вызваны высокими значениями индуктивности.

При расчетах я принял добротность постоянной и равной 300, что не всегда соответствует действительности, так как скорее всего, добротность катушек с небольшой индуктивностью больше, чем добротность катушек с большой индуктивностью.

Расчеты проводились для свободного пространства. Над реальной землей сопротивление излучения (и Z) будет значительно изменяться в зависимости от высоты (см. рис.8.7).

Мы также можем прийти к заключению, что если мы получим добротность более 300, то возникнут преимущества при перемещении катушек вдоль элементов. Тем не менее, не стоит ожидать разницы в несколько децибел, так как она будет незначительной, скорее теоретической, чем практической.

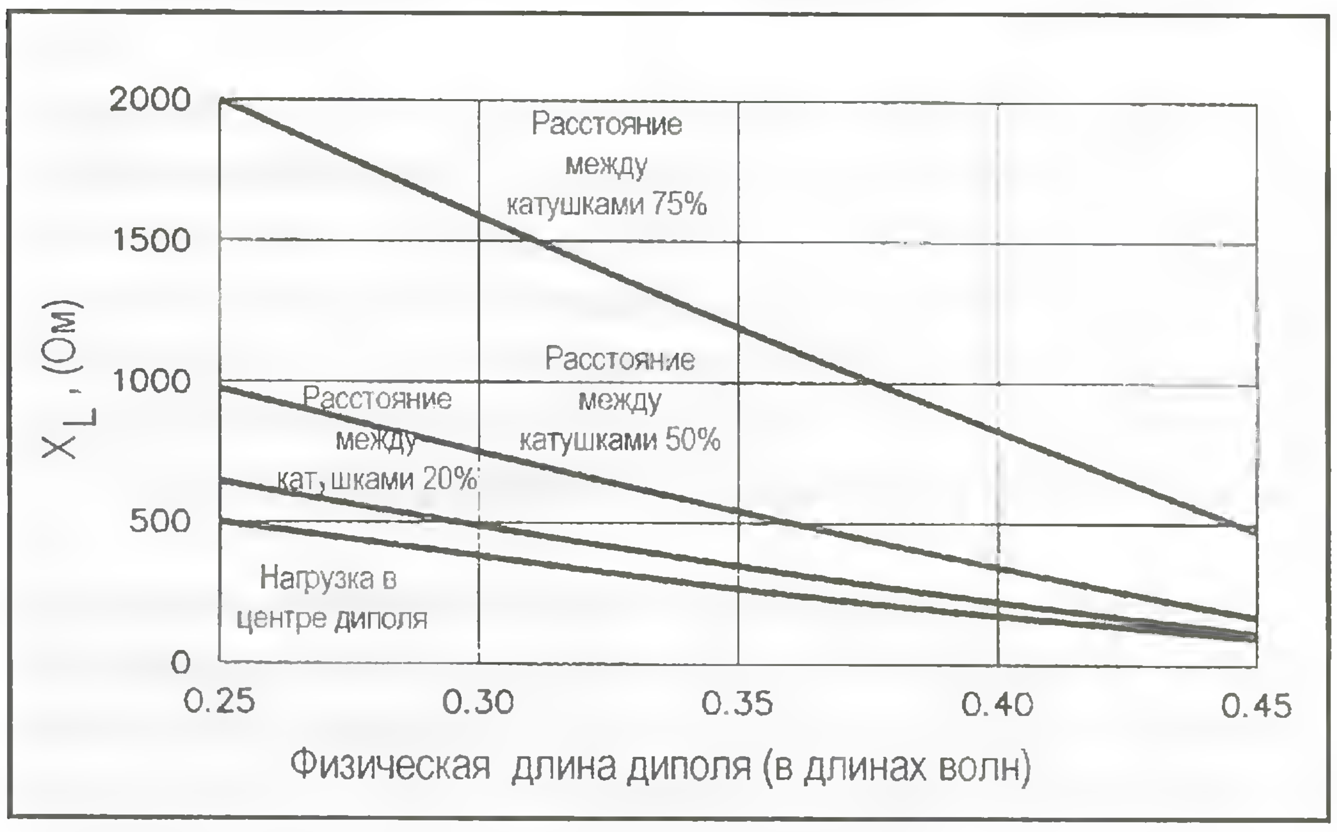


Рис.8.14. Требуемая индуктивность катушек, представленная в виде функции от длины диполя и местоположения катушек. В приведенных расчетах использован проводник диаметром 2 мм с расчетной частотой = 3.6 МГц.

Расчет катушек индуктивности.

Метод расчета катушек индуктивности детально описан в разделах 2.1.3 и 2.6.8. главы, посвященной вертикальным антеннам. Вкратце представим этапы расчета:

- Рассчитаем волновое сопротивление провода между катушкой индуктивности и центром антенны (Z_{S1}).
- Рассчитаем волновое сопротивление провода между катушкой индуктивности и концом антенны (Z_{S2})
- Рассчитаем электрическую длину провода от катушки до центра (L_1)
- Рассчитаем электрическую длину провода от катушки до конца антенны (L_2)
- Рассчитаем реактивное сопротивление части:
  $$l_1 :\ X = Z_{S1} \times tg(l_1)$$
- Рассчитаем реактивное сопротивление внутренней части половины диполя:
  $$X_1 = +jZ_{S1} \times tg(l_1)$$
- Рассчитаем реактивное сопротивление на конце диполя:
  $$X_2 = {}^{-jZ_{S2}}\!/_{tg(l_2)}$$
- Просуммируем реактивности (сумма должна иметь отрицательное значение, например, - 1000 Ом)
- Катушка индуктивности будет иметь то же самое значение сопротивления по модулю.

Использование программ моделирования, в основе которых лежит MININEC (MN или ELNEC) для расчета элементов короткого диполя, значительно ускоряет этот процесс. Результаты, полученные с помощью MININEC, соответствуют результатам, полученным посредством выполнения вышеописанных действий.

На рис.8.14 значения индуктивностей катушек, требуемых для диполя (диаметром 2мм, AWG 12, расчетная частота = 3.6 МГц) представлены в виде зависимости от общей длины антенны (изменяющейся от 0.25 до 0.45 λ) и местоположения катушки.

2.3.4. Нагрузка линией.

В промышленности встречаются нагрузки линией, используемые на укороченных диполях и антеннах – Яги для 40 и 80 метров. Обычно такую нагрузку располагают в центре, либо недалеко от центра диполя. Требуемая длина нагрузки (на каждой половине диполя) будет несколько длиннее разницы между четвертью длины волны и длиной половины диполя. Чем дальше от центра будет установлена нагрузка, тем длиннее должен быть образующийся шлейф. Шлейф должен быть расположен параллельно проводу антенны, если мы хотим получить преимущества от излучения вне зависимости от шлейфа (см. главу, посвященную вертикальным антеннам).

Пример: возьмем короткий диполь с частотой 3.8. МГц длиной 28 метров (91.9 футов). Полная полудлина волны равна 39 метрам. Недостающая электрическая длина равна 39 – 28 = 11 метров (36.1. фута). Рекомендуется сделать линейную нагрузку приблизительно на 30% больше половины длины, рассчитанной по формуле:

$$L = \frac{11}{2} + 30\% = 5.5 \times 1.3 \approx 7m$$

Будем уменьшать длину нагрузки до тех пор, пока не достигнем резонанса на желаемой частоте. Конструируя антенну с нагрузкой в виде линии, необходимо убедиться в том, что расстояние между элементами антенны и согнутой линейной нагрузкой достаточно велико, а используемые изоляторы высокого качества, чтобы избежать ущерба, который может нанести пробой или повреждение изолятора.

Моделирование диполя, нагруженного линией: Моделирование антенн, в которых используются близко расположенные проводники (например, нагрузка линией, которая похожа на шлейф, выполненный из открытой линии передачи) очень сложное. Я бы не рекомендовал выполнять его при помощи MININEC.

2.3.5. Емкостная (на конце) нагрузка.

Емкостная нагрузка имеет преимущество физического укорочения длины элементов на конце диполя, где ток минимален (наименьшее излучение) и без введения заметных дополнительных потерь (как при включении индуктивности). Нагруженный на конце короткий диполь имеет высокое сопротивление излучения, а вносимые нагрузкой потери пренебрежимо малы. Таким образом, концевая нагрузка наиболее рекомендуема.

Концевая нагрузка и порядок ее расчета детально описаны в главе посвященной вертикальным антеннам (глава 9) в разделах 2.1.2. и 2.6.3.

Проиллюстрируем в качестве примера расчет емкостной нагрузки.

Пример: Предположим, что укороченный диполь должен работать в 80 метровом диапазоне. Физическую длину диполя выберем равной 18.75 м.

S=18.75 м;

d=0.2 см;

h=20 м.

Определим волновое сопротивление, используя выражение (8.3): Z_S = 1084 Ом. Электрическая длина антенны, которую необходимо заменить диском равна

$$t = 90^\circ \times 40\% = 36^\circ$$

Это означает, что мы должны заменить 36° с каждой из внешних сторон диполя емкостной нагрузкой (длина полуволнового диполя составляет 180°).

Индуктивное сопротивление укороченной эквивалентной линии равно:

$$X_L = +j\frac{Z_S}{tg(t)} = +j\frac{1084}{tg36^\circ} = +j1492Ом.$$

Сопротивление емкостной нагрузки должно иметь то самое значение (но противоположный знак), как и «эквивалентная» линия передачи. Необходимое емкостное сопротивление равно $X_C = -j\ 1492$ Ом . Значение емкости (f = 3.8 МГц) равно

$$C = \frac{10^6}{2\pi \times f \times X_C} = 28.1nФ\ .$$

Необходимый диаметр диска

$$D = 2.85 \times C\ ,$$

Где D – диаметр «шляпки» диска в см;

C – требуемая емкость в пФ.

В нашем примере D = 2.85 x 28.1 = 81.1 см

Вышеприведенная формула для расчета диска действительна для сплошного диска. Практически емкости могут быть выполнены в форме колеса, имеющего, по крайней мере, восемь спиц. Эта конструкция по своим характеристикам приближается к твердому диску. Для упрощения выполнения спицы могут быть выполнены из четырех проводов, соединенных на ободе другим проводом.

В этом простейшем случае концевая емкостная нагрузка представляет собой загибающиеся кончики диполя (обычно вниз), что делает антенну короче. Действуя подобным образом, мы создаем дополнительную емкость между двумя кончиками, которая нагружает антенну (делая ее электрически длиннее). Эти проволочные кончики имеют приблизительно емкость 6 пФ/м. Для вышеприведенного примера, где емкостная нагрузка составляет 28.1 пФ на каждом конце диполя, необходимо 28.1/6=4.7 м вертикально спадающих проводов.

2.3.6. Комбинированные методы.

Любые из рассмотренных способов могут быть выполнены в сочетании друг с другом. Существенным при этом является получение наиболее высокого значения сопротивления излучения с наименее низкими вносимыми потерями.

Gorski, W9KYZ [641] описал эффективный путь укорочения дипольных элементов, используя комбинацию нагрузки линией и спиралью. Он приводит значение КПД равное 98% для двухэлементой Яги с использованием данного способа. Эти очень высокие проценты могут быть получены при использовании широкого медного ремня для выполнения спирального элемента. Годом раньше Kirk Electronics (W8FYR, SK) сделал антенну Яги, включая 40 метровый диапазон, используя этот способ (стеклотекстолитовые элементы обмотаны медной лентой).

2.4. Полоса частот.

Полоса частот антенны определяется ее добротностью. Добротность рассчитывается из следующего выражения:

$$Q = \frac{Z_S}{R_{rad} + R_{loss}}$$

где Z_S – волновое сопротивление антенны;

R_{rad} – сопротивление излучения;

R_{loss} – общее сопротивление потерь.

Полоса частот по уровню 3 дВ может быть вычислена следующим образом

$$BW = \frac{f_{MGz}}{Q}$$

Добротность и, следовательно полоса частот, зависит от:

- Отношения размеров проводника к длине волны (влияет на волновое сопротивление);
- Физической длины антенны (влияет на R_{rad});
- Типа, качества и расположения нагрузок (влияет на R_{rad});
- Добротности элементов нагрузок (влияет на R_{less});
- Высоты антенны над землей (влияет на R_{rad}).

Для заданного отношения длины к диаметру и высоты антенны нагруженная антенна с более узкой полосой частот является антенна с более высоким КПД. В самом деле, большая полоса может быть легко достигнута включением в состав нагрузки резистора, так как это сделано в диполе Maxcom [663]. Плохо излучающую антенну можно представить как модель нагрузки, в которой резистор оказывается омической нагрузкой, в то время как излучение отсутствует. Судя по полосе частот (КСВ), такая «антенна» имеет прекрасные характеристики, также как хорошая нагрузка имеет низкое значение КСВ до тысяч мегагерц!

2.5.Эффективность укороченного диполя.

Также как сопротивление излучения, ВЧ сопротивление проводников укороченного диполя является важным фактором в определении эффективности антенны. Обратимся к таблице 8.4 в которой представлены значения ВЧ сопротивления обычных проводников, используемых в антеннах. Обычно, для изготовления элементов антенн используются алюминиевые трубы. Их сопротивления как постоянному, так и ВЧ токам достаточно малые, но необходимо особенно тщательно соединять эти элементы, чтобы обеспечить наилучший электрический ВЧ контакт между частями антенны. Некоторые создатели антенн военного назначения даже используют позолоченные контактные поверхности для обеспечения низкого ВЧ сопротивления! Как правило, катушки индуктивности являются элементами с наивысшими потерями, поэтому желательно по возможности использовать концевые емкостные нагрузки. Нагрузка в виде линии также предпочтительнее катушек индуктивности.

Очень важно минимизировать потери в контактах в любой точке антенны. Особенно там, где протекают большие токи. Ржавые контакты могут превратить хорошую антенну в излучающую плохую нагрузку. Все эти аспекты рассмотрены более детально в главе, посвященной вертикальным антеннам.

3. Длинные диполи.

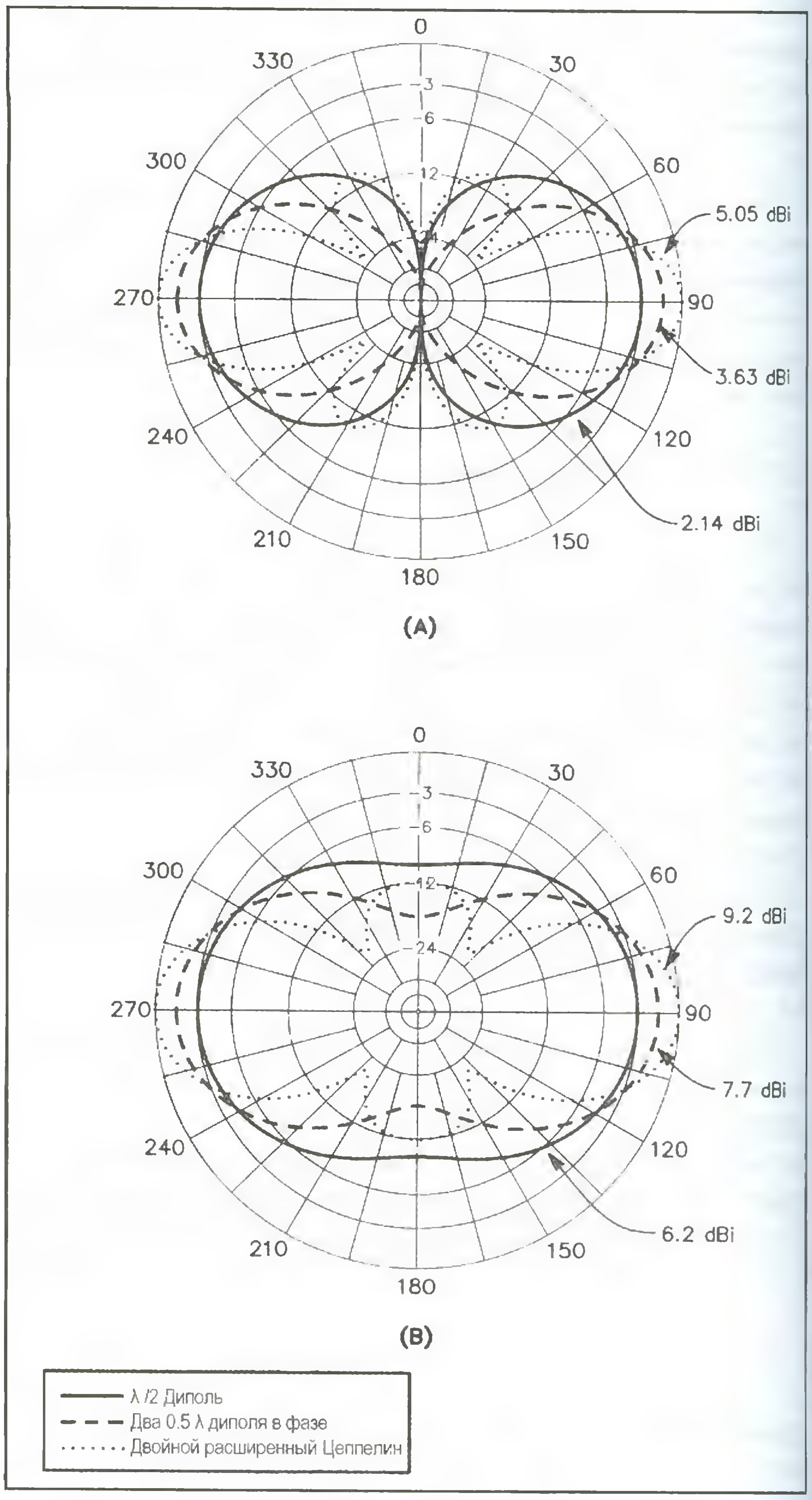


Рис.8.15. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости для трех типов диполей: полуволнового, коллинеарного (две полуволны в фазе) и расширенного двойного Цеппелина. А – диаграммы направленности при вертикальном угле излучения, равном нулю для антенн в свободном пространстве. В – диаграммы направленности при вертикальном угле излучения 37° для антенн на высоте 3/8 λ над землей хорошего качества. Заметим, что боковые лепестки возникают для антенны расширенный двойной Цеппелин.

Если обеспечить корректное распределение тока длинные диполи могут дать большее усиление и увеличенную горизонтальную направленность по сравнению с полуволновым диполем. «Длинные» антенны, описанные в этом параграфе, строго говоря, представляют собой не диполь, а решетку из диполей. Они являются увеличенными вдвое эквивалентами «длинных вертикалов», которые рассмотрены в главе, посвященной вертикальным антеннам.

Рассмотрим следующие типы антенн:

- Две полуволновые в фазе;
- Расширенный двойной Цеппелин.

3.1. Диаграммы направленности.

Симметричные диполи должны быть удлинены до 1.25 λ для достижения увеличенной направленности и усиления без появления нежелательных боковых лепестков.

На рис.8.15 приведены диаграммы направленности для трех антенн в свободном пространстве: полуволнового диполя, коллинеарного диполя и расширенного двойного Цеппелина, длиной 1.25 λ. Дальнейшее удлинение диполя приведет к появлению вторичных основных лепестков в горизонтальной плоскости если не вставить фазирующие шлейфы, чтобы добиться правильной разности фаз между полуволновыми элементами.

Мы знаем, что диполь имеет усиление 2.14 dB по отношению к изотропной антенне (в свободном пространстве). Было бы интересно изобразить диаграмму направленности двух «длинных» диполей на том же рисунке с использованием той же шкалы децибел. Двойной расширенный Цеппелин превзойдет диполь по усилению практически на 3 dB. Заметим также, насколько более узким стал передний лепесток диаграммы направленности.

Все это может стать недостатком с точки зрения различных путей распространения электромагнитных волн. Антенна в две полуволны располагается по своим характеристикам между диполем и расширенным двойным Цеппелином, с превышением усиления по сравнению с полуволновым диполем на полтора децибела.

На рис.8.16 и 8.17 показаны диаграммы направленности в горизонтальной плоскости для коллинеарной антенны и двойного расширенного Цеппелина при различных высотах и углах излучения. Как в случае с полуволновым диполем диаграммы в вертикальной плоскости зависят от высоты антенн над землей.

3.2. Входное сопротивление.

Графики, изображенные на рис.9.8, 9.9, 9.11, 9.12 могут быть использованы для исследования входного сопротивления длинных диполей. Значения, полученные с помощью этих графиков, выполненных для монополей, должны быть умножены вдвое для дипольных антенн.

Антенны также можно смоделировать при помощи MININEC, но необходимо быть осторожным при рассмотрении результатов расчетов для длинных дипольных ан-

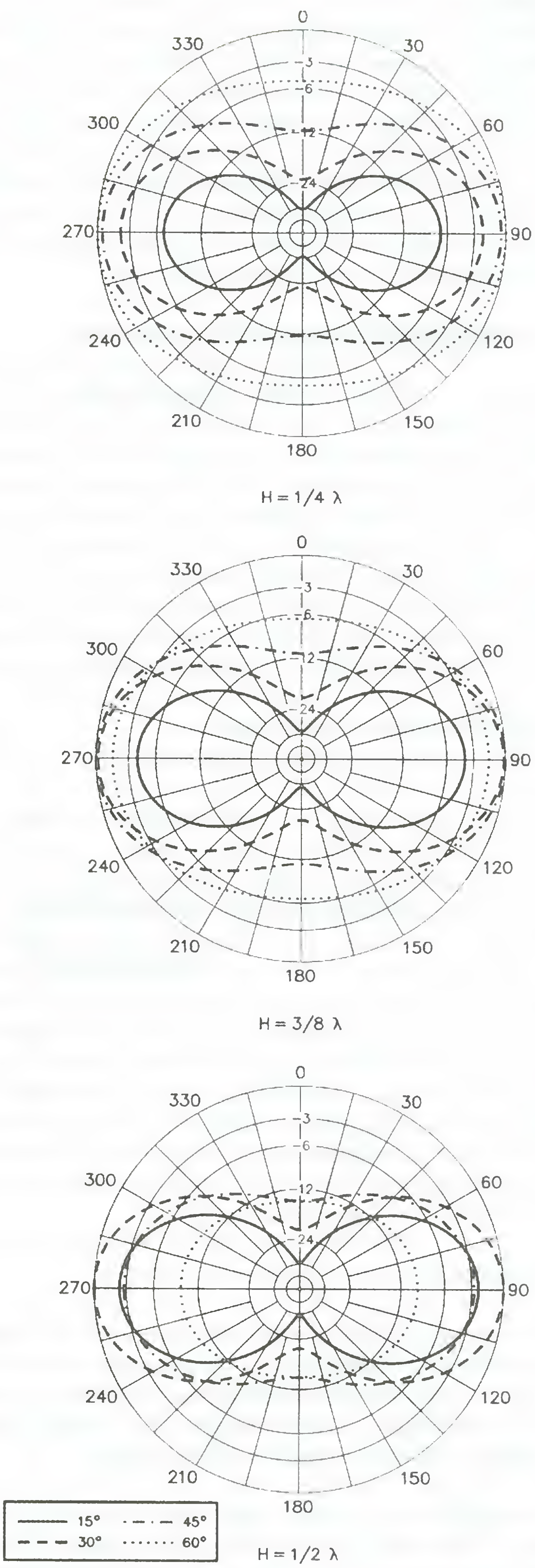


Рис.8.16. ДН в горизонтальной плоскости для коллинеарных диполей (две полуволны в фазе) для углов излучения 15°, 30°, 45°, 60°. Как у полуволнового диполя направленность слабо выражена для низких высот и высоких углов излучения.

тенн, расположенных на высоте менее чем 0.35 λ над землей. Напомним также, что (за исключением свободного пространства) MININEC всегда рассчитывает импеданс для антенн над идеально проводящей землей. Но если высота больше, чем 0.35 λ, то полученный результат близок к действительному импедансу над реальной землей. Поскольку длинные симметричные антенны обычно не нагружаются элементами, имеющими потери, так как они ухудшают их эффективность, длинные диполи могут иметь КПД очень близкий к 100%, если позаботиться о выполнении проводников антенны из качественных материалов.

3.3. Возбуждение длинных диполей.

Модуль программного обеспечения "COAX TRANSFORMER / SMITH CHART" NEW LOW BAND SOFTWARE является идеальным инструментом для анализа сопротивлений, токов, напряжений и потерь в линиях передачи. Модуль "STUB MATCHING" дополнительно поможет вам при расчете шлейфного согласования. В любом случае вы сможете узнать входное сопротивление антенны. Измерить входное сопротивление достаточно сложно, если вы не сможете использовать шумовой мост специально сконструированный для измерения симметричных нагрузок.

3.3.1. Коллинеарные диполи (два полуволновых диполя в фазе).

Входное сопротивление при резонансе для двух полуволн в фазе составляет несколько тысяч Ом. Антенна, выполненная из провода диаметром 2 мм (AWG 12) имеет входное сопротивление 6000 Ом на частоте 3.5 МГц. Коэффициент укорочения (в свободном пространстве) для этой антенны равен 0.952. Зависимость КСВ от частоты для коллинеарной антенны приведена на рис.8.18. Антенна перекрывает частотный диапазон от 3.5 до 3.8 МГц при КСВ менее 2.0. Антенна может быть возбуждена при помощи настроенной открытой двухпроводной линии или согласована при помощи шлейфов и ССУ, как показано на рис.6-15. Использование «настроенной линии» совместно с тюнером конечно гарантирует получение КСВ равного 1 у трансмиттера (50 Ом) в любое время.

3.3.2. Двойной расширенный Цеппелин.

Полоса частот двойного расширенного Цеппелина значительно уже, чем полоса частот коллинеарной антенны. У антенны выполненной из провода диаметром 2 мм (AWD12) и имеющей общую длину 1.24 λ входное сопротивление приблизительно равно 200-j1100 Ом.

Кривая КСВ (вычисления нормировались к R_{rad} на центральной частоте) приведена на рис.8-18. Для длины антенны изменяющейся от 1.24 λ до 1.29 λ сопротивление излучения изменяется от 200 до 130 Ом (сопротивление уменьшается с увеличение длины).

Точная длина антенны не важна, однако если мы увеличим длину, уровень боковых лепестков увеличится. Значение входной реактивности зависит от отношения длины провода к его диаметру: антенна, выполненная из тонких проводов, имеет большую реактивность, в то время как антенна, выполненная из проводов большого диаметра, имеет значительно меньшую реактивность.

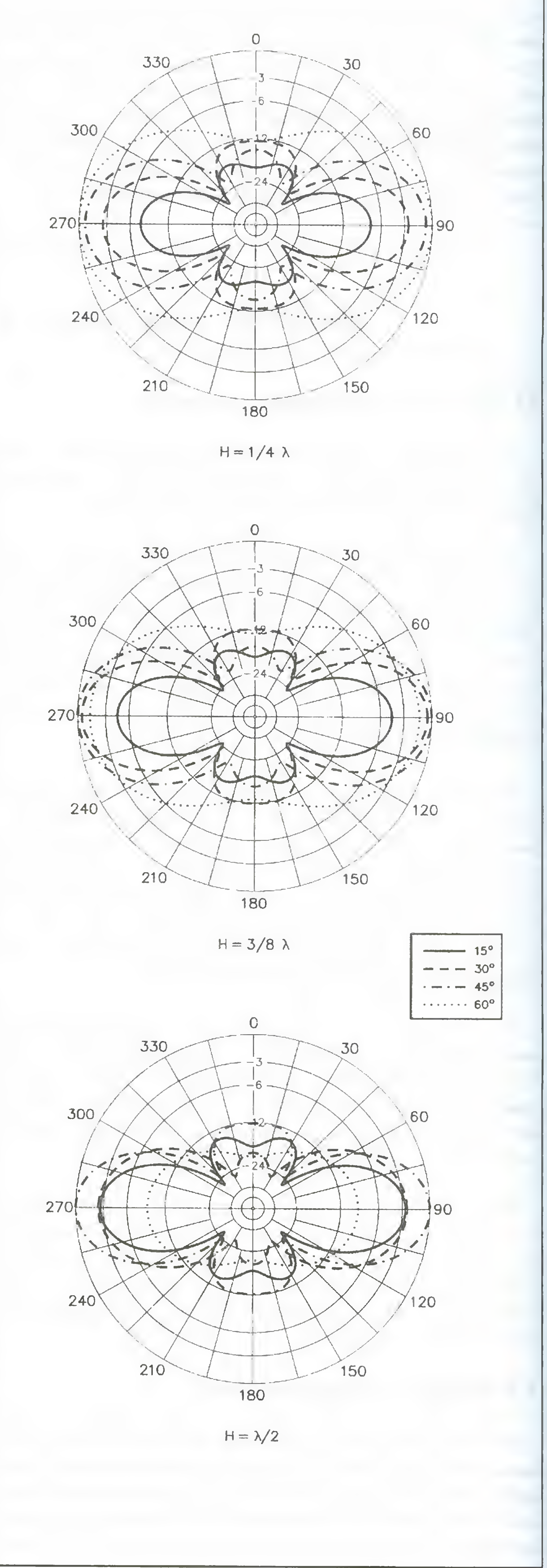


Рис.8.17. ДН в горизонтальной плоскости для расширенного двойного Цеппелина для углов излучения 15°, 30°, 45°, 60°.

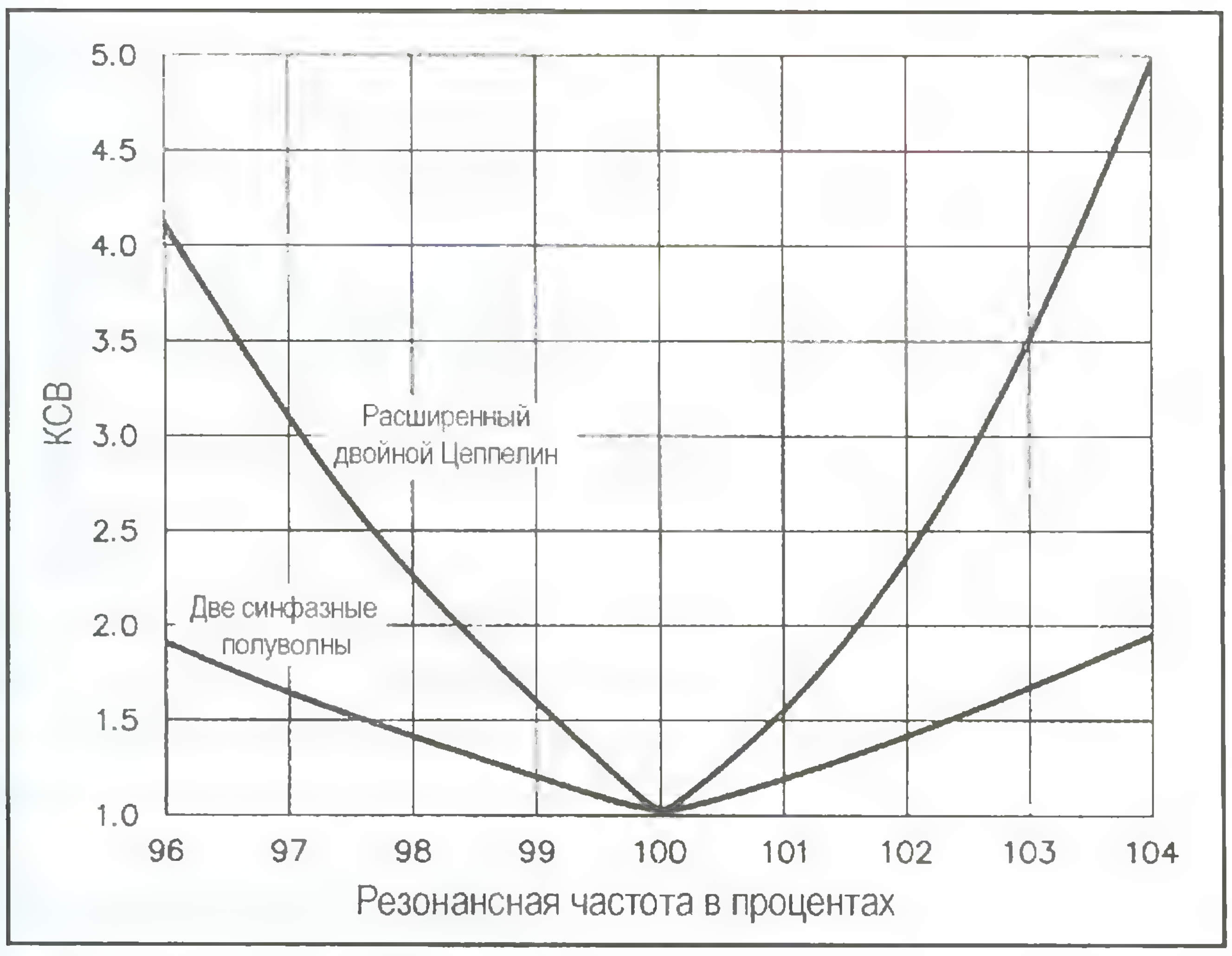


Рис.8.18. График КСВ для расширенного двойного Цеппелина и коллинеарной антенны. Вычисления производились для антенны, выполненной из проводов диметром 2 мм (AWD 12) на центральной частоте 3.5 МГц, а результаты нормировались относительно сопротивления излучения. Полоса частот коллинеарной антенны значительно больше полосы частот двойного расширенного Цеппелина.

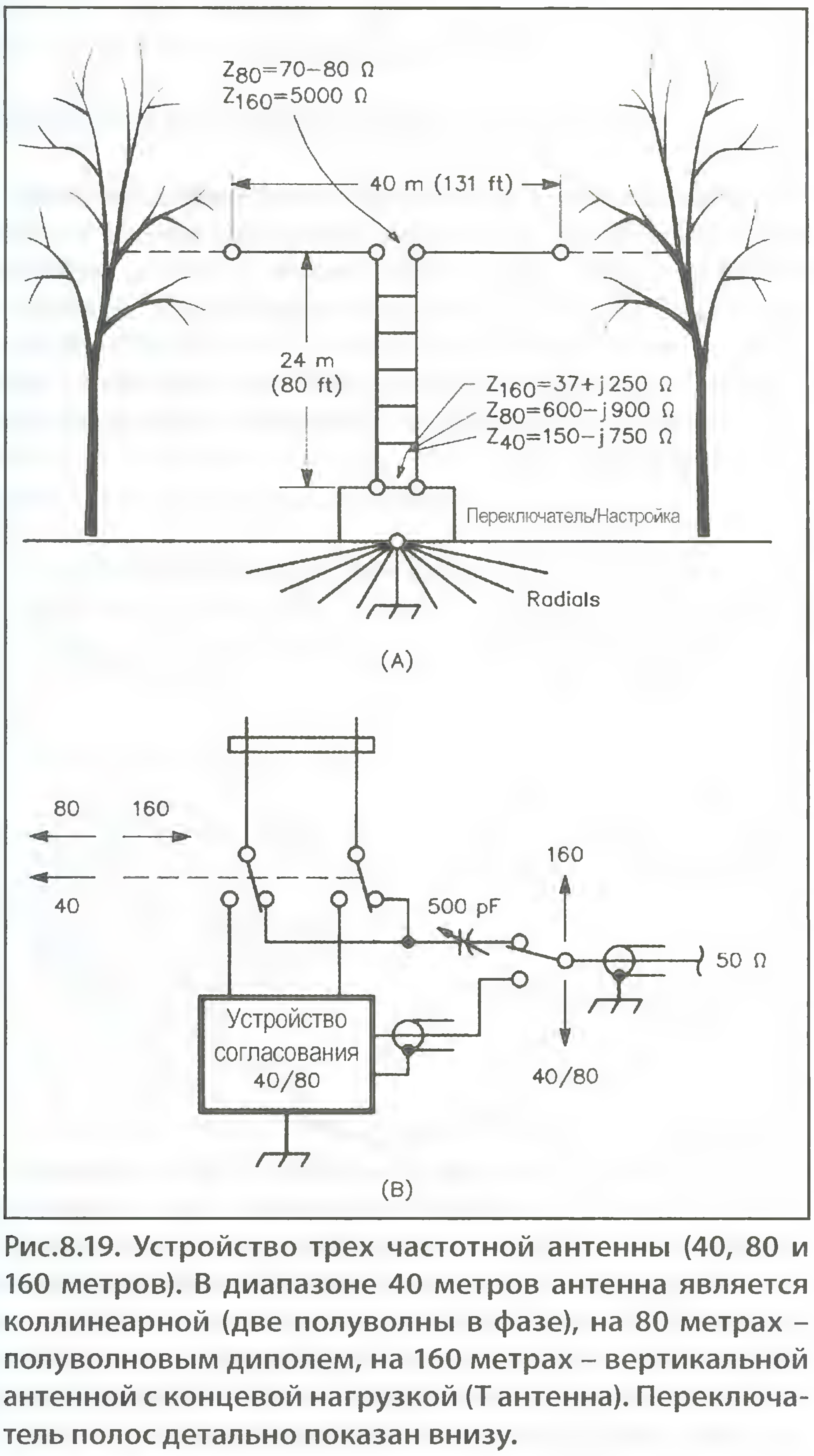


Рис.8.19. Устройство трех частотной антенны (40, 80 и 160 метров). В диапазоне 40 метров антенна является коллинеарной (две полуволны в фазе), на 80 метрах – полуволновым диполем, на 160 метрах – вертикальной антенной с концевой нагрузкой (Т антенна). Переключатель полос детально показан внизу.

Сопротивление двойного расширенного Цеппелина изменяется при изменении высоты антенны также, как и сопротивление обычного полуволнового диполя. Для двойного расширенного Цеппелина длиной 1.24 λ реальная часть сопротивления изменяется от 150 до 260 Ом, считают его равным 200 Ом с большой крутизной изменения.

В принципе, мы можем возбуждать эту антенну так же, как и коллинеарную, но, поскольку полоса частот при этом значительно ограничится, лучше возбуждать эту антенну двухпроводной линией передачи до шека (радиорубки) и антенного тюнера.

3.4. Трехчастотная антенна (40, 80 и 160 метров).

Рассмотрим трехчастотную антенну, показанную на рис.8.19. На 40 метрах антенна является коллинеарной (две полуволны в фазе) на высоте 24 м (80 футов). В диапазоне 80 метров она является полуволновым диполем. На 160 метрах мы соединяем два проводника между собой с помощью открытой линии передачи и антенна превращается в вертикальную, нагруженную на конце (Т-антенна). Недостатком является то, что мы должны установить переключаемую перестраиваемую цепь прямо под антенной. Наклон поверхности земли, естественно, должен быть исключен. Характеристики вертикальной антенны на 160 метрах в большой степени зависят от качества земли и системы противовесов.

4. Инвертированный V-диполь.

В прошлом инвертированному V-диполю приписывались едва ли не магические свойства. Наиболее часто упоминаемое «особенное» свойство – это низкий угол излучения. Некоторые более корректно назвали его антенной бедных, поскольку для него требовалась только одна высокая мачта. И это действительно так.

4.1. Сопротивление излучения.

Сопротивление излучения инвертированного V диполя зависит от его высоты над землей (как и в случае с горизонтальным диполем) и является функцией угла при вершине (угол между половинками диполя). Рассмотрим два предельных случая угла при вершине. Когда угол равен 180°, инвертированный V диполь становится обычным прямолинейным диполем, а сопротивление излучения (в свободном пространстве) составит 73 Ом. Теперь рассмотрим случай, когда предельный угол при вершине равен 0°. Инвертированный V диполь в этом случае становится открытой линией передачи, разомкнутой на конце, длиной в четверть волны. Такая конфигурация не будет излучать совсем (распределение тока полностью исключит любое излучение, как и должно быть в хорошо сбалансированной линии передачи), а входное сопротивление линии составит 0 Ом (разомкнутый четвертьволновый шлейф даст короткое замыкание на входе). Значение сопротивления излучения инвертированного V-диполя с нулевым углом при вершине составит 0 Ом, следовательно, он не будет излучать совсем.

Я смоделировал несколько инвертированных V-диполей с разными углами при вершине и разными высотами вершин. Это было сделано с использованием NEC-2. На рис.8.20 сопротивление излучения инвертированного V-диполя показано как функция угла при вершине для углов от 90° до 180° (прямолинейный диполь). Кривая также показывает физическую длину антенны, при которой происходит резонанс (входное сопротивление чисто резистивное). Уменьшение угла при вершине увеличивает резонансную частоту инвертированного V диполя.

На рис.8.21 показано сопротивление в точке возбуждения и реактивное сопротивление инвертированного V диполя для углов при вершине 120° и 90°. Сначала определялось входное сопротивление в свободном пространстве для первого резонанса (реактивное сопротивление равно нулю). Затем реактивные сопротивления были рассчитаны над землей для антенн той же длины, что и на первом этапе. Заметим, что обе кривые похожи на аналогичные кривые для прямолинейного диполя, рис.8.7.

4.2. Диаграммы направленности и усиление.

В предыдущих разделах проводилось сравнение инвертированного V и прямолинейного диполей при одинаковых высотах. Из сравнения ясно, что инвертированный V является менее удачной антенной по сравнению с обычным диполем. На небольших высотах (0.25-0.35λ) разница в усилении минимальна, однако на высотах, соответствующих небольшому углу излучения, диполь работает существенно лучше.

Инвертированный V-диполь с углом при вершине 90°.

На рис.8.22 изображены ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях инвертированного V диполя с углом при вершине 90° для трех различных высот. Моделирование проводилось для хорошей земли. Для сравнения я привел ДН прямолинейного диполя для тех же самых высот. В поперечном (относительно диполей) направлении инвертированный V.

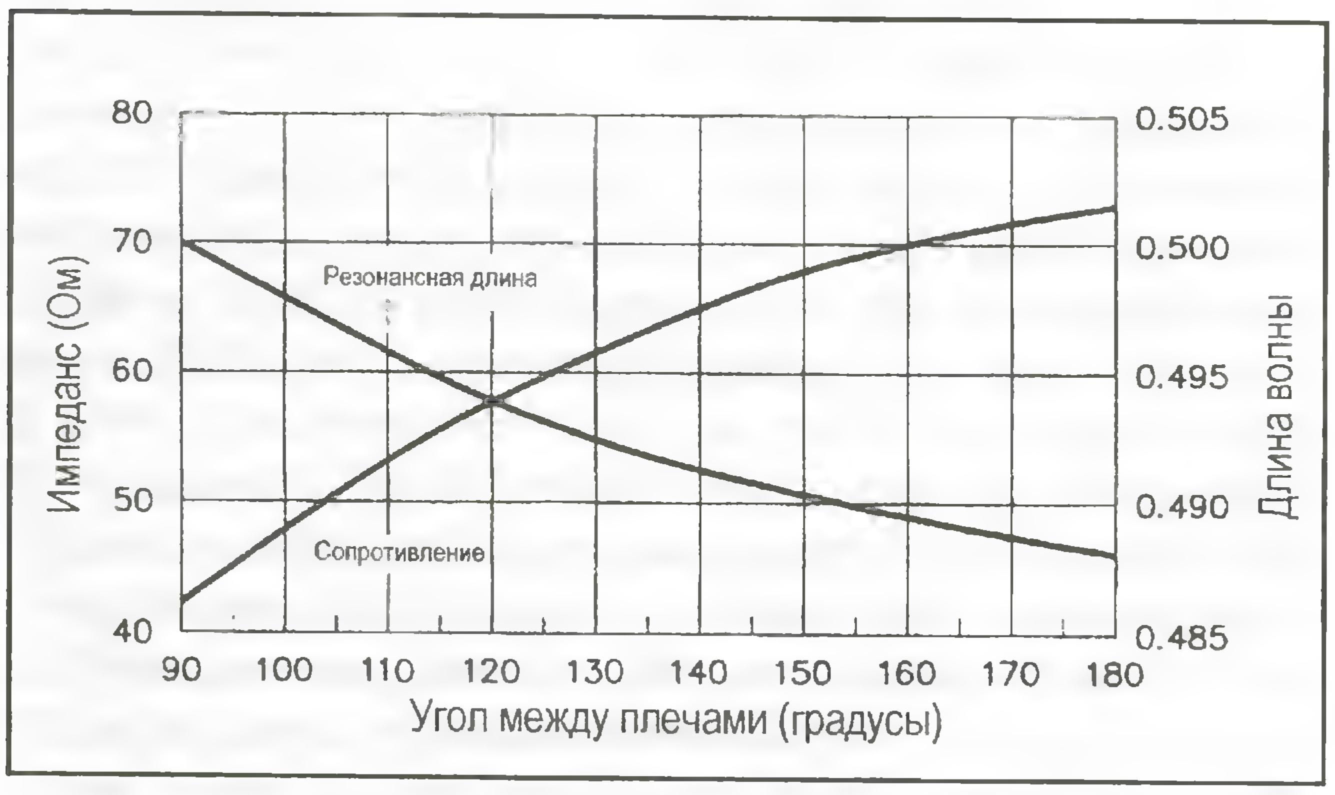


Рис.8.20. Зависимость сопротивления излучения (сопротивления в резонансе) инвертированного V – диполя в свободном пространстве от угла между плечами диполя (угла при вершине). Также показана физическая длина антенны (нормированная относительно длины волны в свободном пространстве) при которой происходит резонанс.

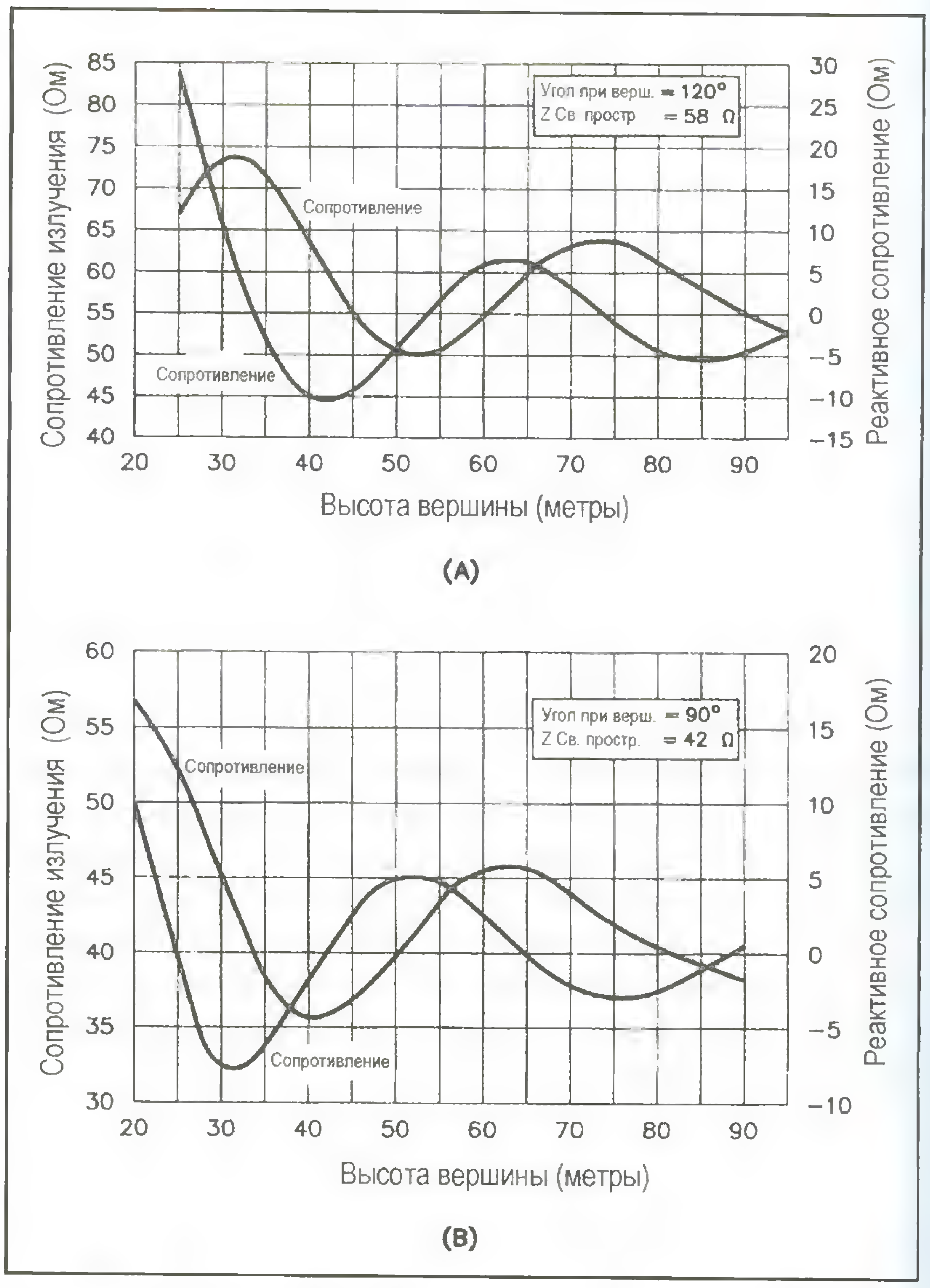


Рис.8.21. Зависимость входного сопротивления (активной и реактивной его частей) инвертированных V – диполей от высоты над землей. Частота 3.75 МГц, диаметр провода 2мм (AWG 12). Сопротивление при резонансе равно : для угла при вершине 120° - 58 Ом; 90° - 42 Ом. Для этих вычислений использовалась программа NEC – 2, поскольку MININEC дает неправильные результаты для низких высот.

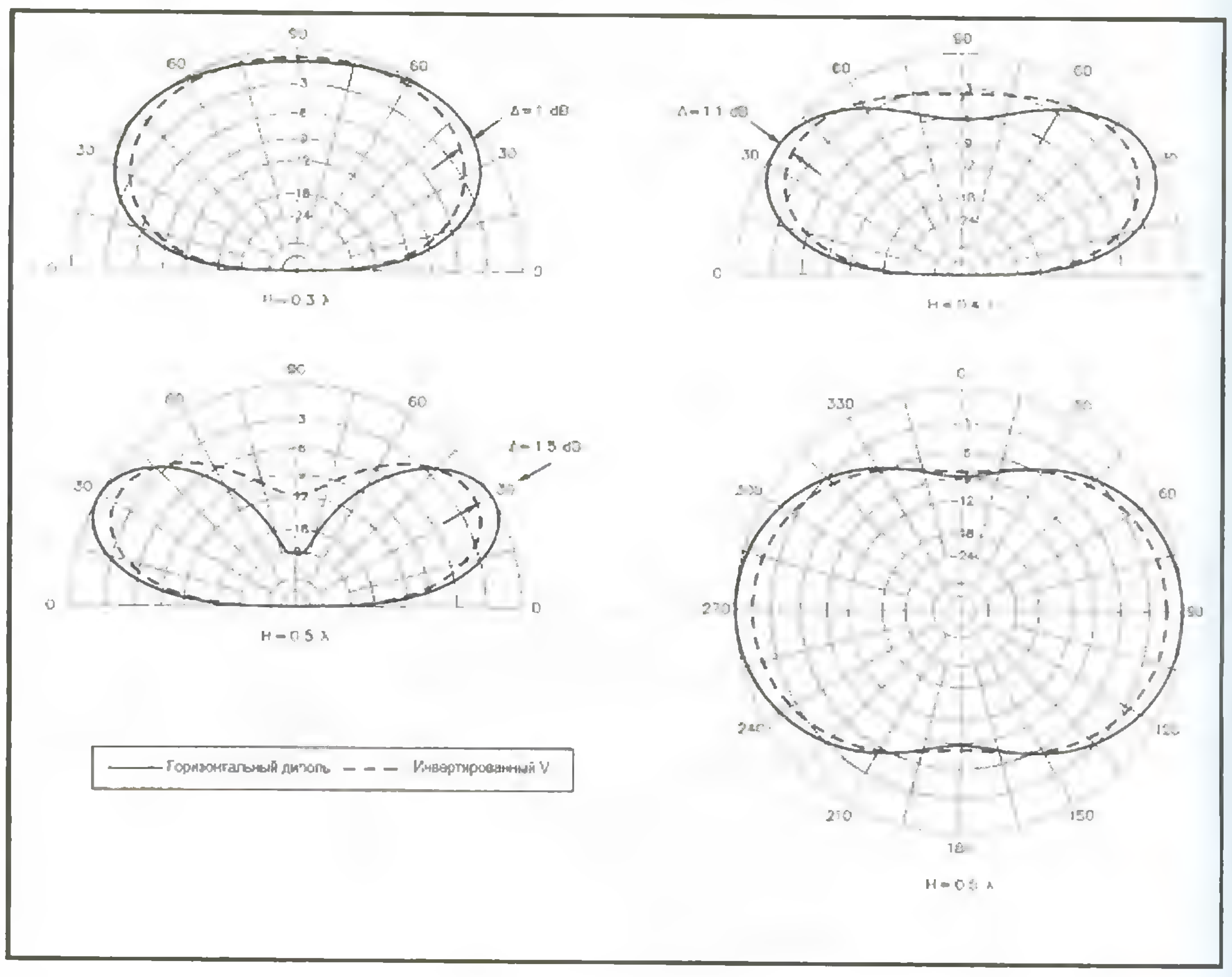


Рис.8.22. Диаграмма направленности инвертированного V – диполя с углом при вершине 90°. Для сравнения приведены диаграммы направленности для горизонтального диполя на каждом графике в том же самом масштабе. Горизонтальная диаграмма показана для главных углов излучения (28° для прямого диполя, 32° для инвертированного V). За высоту инвертированного диполя принималась высота его вершины.

Диполь имеет меньшее усиление от 1 до 1.5 дБ, по сравнению с обычным диполем, а также незначительно большее значение угла излучения.

Инвертированный V-диполь с углом при вершине 120°.

Обычный диполь все еще имеет усиление больше на 0.6 дБ для высоты 0.4 λ, на 0.7 дБ для 0.45 λ, 0.8 дБ для 0.5 λ. К тому же угол излучения горизонтального диполя незначительно меньше, чем инвертированного V (приблизительно на 3° для высот от 0.35 до 0.5 λ). Разница не впечатляющая, но совершенно ясно, что инвертированный V- диполь не обладает магическими свойствами

4.3. Высота антенны.

Во многих случаях появляется возможность приподнять инвертированный V-диполь на значительно большую высоту, чем обыкновенный диполь, поскольку чаще всего существует только одна высокая поддерживающая конструкция. С этой точки зрения инвертированный V-диполь предпочтительнее низко расположенного горизонтального диполя. Инвертированный V-диполь уступает обычному при одинаковой высоте, однако, где взять две достаточно высокие поддерживающие конструкции? Да так, чтобы они были расположены в нужном направлении?

4.4. Длина инвертированного V-диполя.

Обычные выражения для расчета длины прямолинейного диполя непригодны для инвертированного V-диполя.

Длина диполя зависит как от угла при вершине антенны, так и от высоты антенны над землей. Это влияние можно проследить на рис.8.21, на котором представлено входное сопротивление инвертированных V-диполей различных конфигураций и различных высот.

Смыкание сторон инвертированного диполя увеличивает резонансную частоту. С другой стороны антенна становится электрически длиннее при приближении к земле, благодаря возникающему эффекту нагрузки ее концов из-за влияния земли на концы инвертированного V диполя.

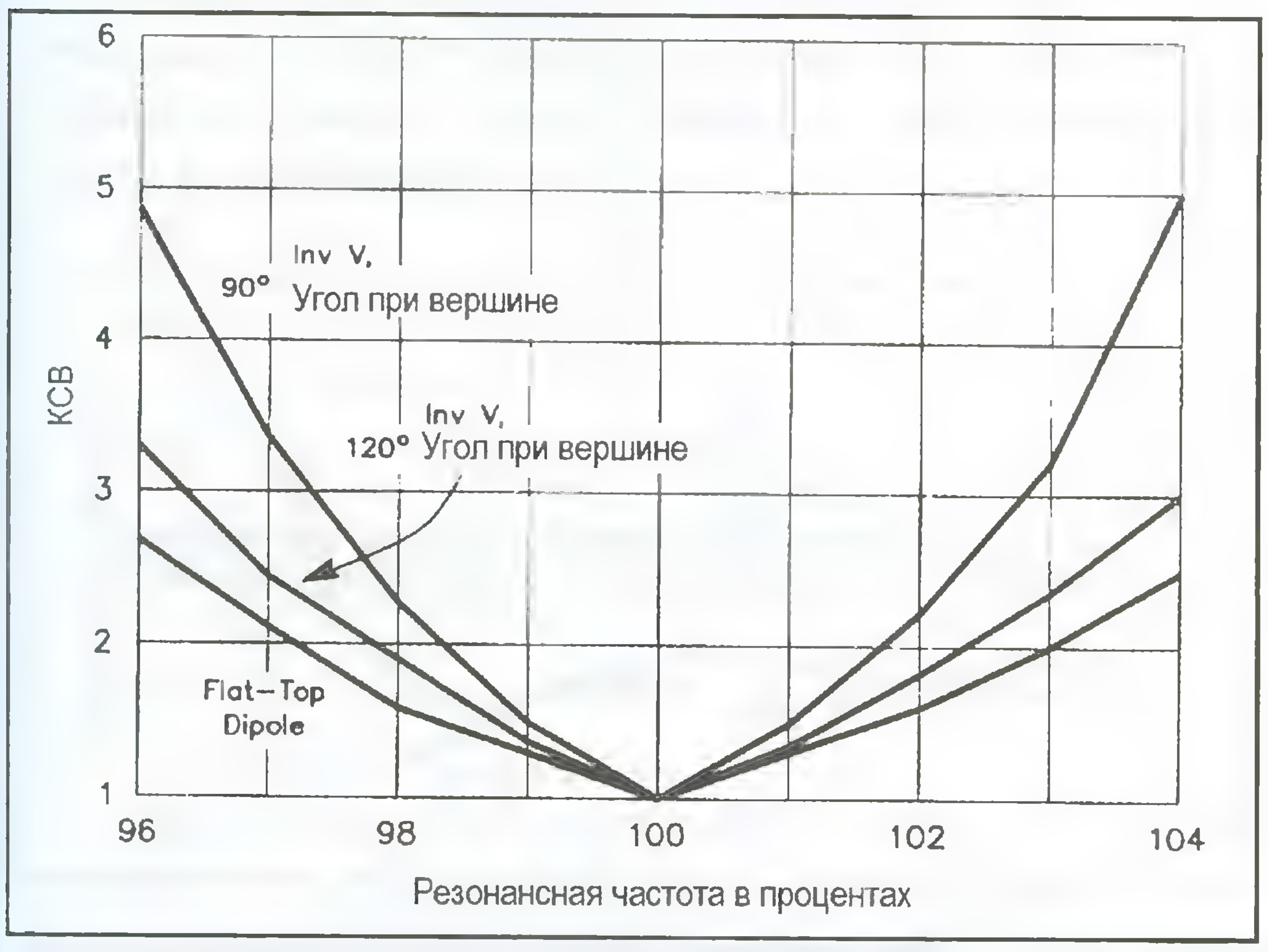


Рис.8.23. Графики КСВ для трех типов диполей, расположенных в свободном пространстве: горизонтального диполя и двух инвертированных V диполей с углами при вершине 120° и 90°. Каждая кривая нормирована к входному сопротивлению при резонансе.

4.5. Полоса частот.

На рис.8.23 представлены графики КСВ для трех инвертированных V диполей с различными углами при вершине: 90 °, 120 °, 180 ° (прямолинейный диполь), выполненных из проводов диаметром 2 мм (AWG 12) на частоте 3.65 МГц. Как и ожидалось, полоса частот уменьшается с уменьшением угла при вершине. Приведенные кривые рассчитывались для свободного пространства. Кривые КСВ на рис.8.23 нормированы. Это означает, что КСВ при резонансе предполагался равным 1 вне зависимости от сопротивления. На самом деле КСВ никогда не будет равен 1 при резонансе, потому что волновое сопротивление линии передачи отличается от входного сопротивления антенны (см. графики входного сопротивления на рис.8.7 и рис.8.21).

Над землей реактивная часть входного сопротивления почти всегда имеет то же самое значение, как и в свободном пространстве (в соответствии с резонансным инвертированным V диполем без реактивности на центральной частоте). Это означает, что полоса частот должна быть шире для высот, где сопротивление излучения больше. Для инвертированного V диполя это происходит приблизительно на высоте 0.35-0.4λ. Короче говоря, это означает, что для высот от 0.3 до 0.5 λ кривая КСВ будет более плоской у антенн над землей, чем в свободном пространстве.

Полоса частот инвертированного V диполя может увеличиться значительно при выполнении антенны в петлевом варианте. Входное сопротивление петлевого варианта диполя в четыре раза больше сопротивления, приведенного на рис.8.20 и рис.8.21.

5. Вертикальный диполь.

Полуволновый вертикальный диполь детально описан в главе посвященной вертикальным антеннам. Несмотря на то, что в той главе мы рассматриваем полуволновые вертикальные антенны главным образом с нижним питанием, мы конечно можем использовать диполи, выполненные из проволоки и возбуждаемые в центре. Это и есть то, что мы обычно называем вертикальным диполем. В большинстве практических случаев вертикальные антенны, выполненные из провода, не являются идеально вертикальными, а имеют, как правило, наклон в сторону от высокой опоры (строения, башни). Такие наклонные вертикальные антенны рассмотрены в разделе 6.

5.1. Диаграмма направленности.

Несмотря на различное размещение (в центре или скраю) точек возбуждения вертикальной антенны они имеют одинаковое распределение тока и, следовательно, их ДН идентичны. ДН для случаев, когда нижний конец антенны расположен недалеко от земли, представлены на рис.8.24. Над поверхностью моря усиление полуволновой вертикальной антенны достигает 6.1 dBi, уменьшаясь до почти 0 dBi над хорошей землей.

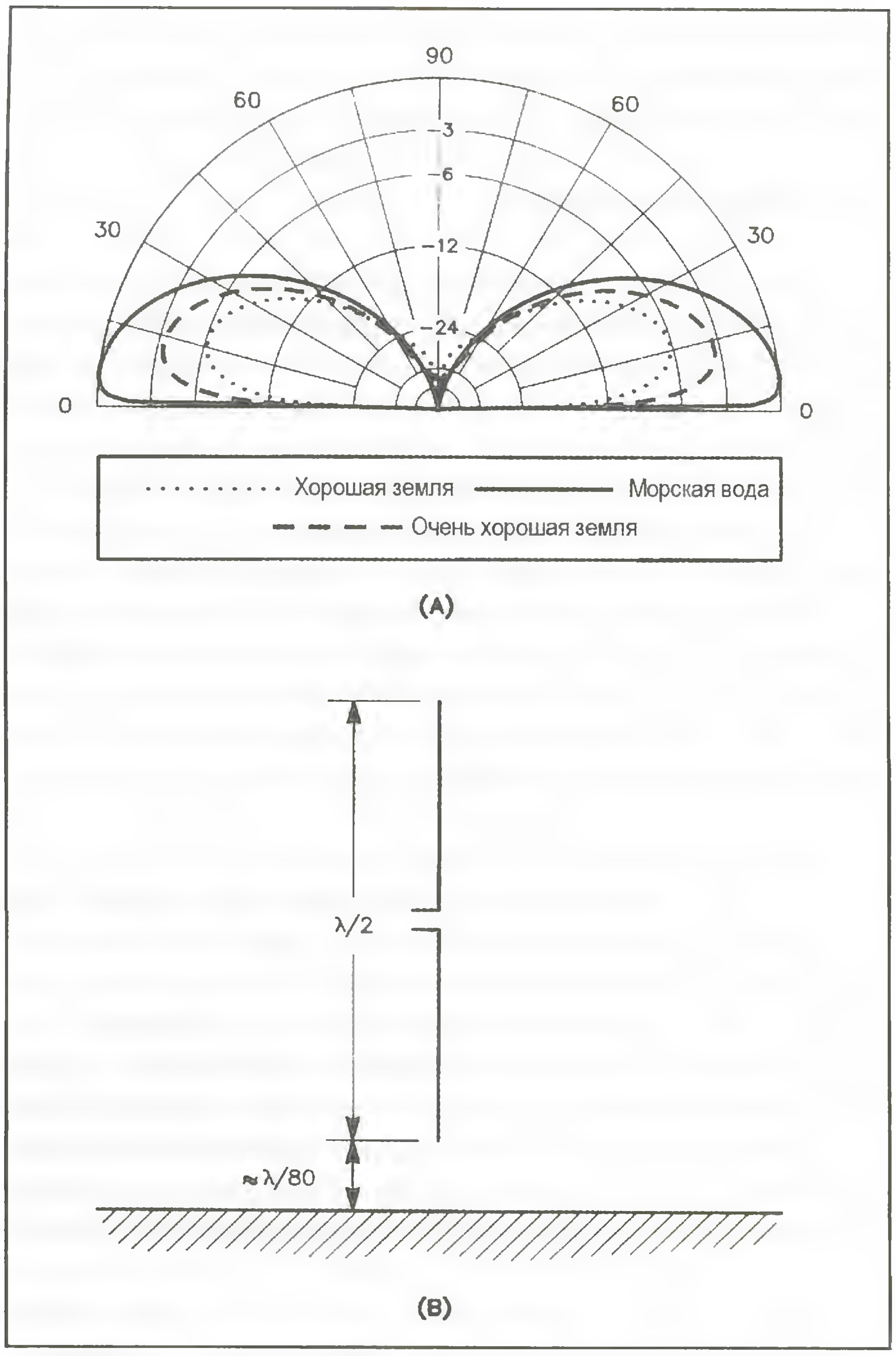


Рис.8.24. А – диаграммы направленности вертикального полуволнового симметричного диполя над землей различных типов при низком расположении как показано ниже -В. Усиление до 6.1 dBi над хорошей землей. Входное сопротивление 100 Ом.

Как и для всех вертикальных антенн, качество земли в зоне Френеля является основным фактором, влияющим на качество излучения диполя под малым углом (См. раздел 3 главы, посвященной вертикальным антеннам). Полуволновые вертикальные антенны очень хорошо излучают под малым углом, если их расположить в непосредственной близости к соленой воде. Тем не менее, как антенна дальней связи общего назначения, вертикальный диполь может излучать под очень малым углом на обычном DX-пути.

Увеличение высоты полуволнового вертикала над землей влечет за собой появление множественных лепестков. На рис.8.25 показаны диаграммы полуволновой симметричной вертикальной антенны, нижняя часть которой расположена на высоте 1/8 λ над землей. Обратим внимание на вторичный лепесток, который идентичен лепестку расширенного двойного Цеппелина. В действительности, эта, слегка усовершенствованная полуволновая вертикальная антенна , является уменьшенным вдвое эквивалентом расширенного двойного Цеппелина. Также, я смоделировал полуволновую вертикальную антенну на вершине скалистого острова, над очень бедной землей, в 250 – ти метрах над уровнем моря и в 100 метрах (330-ти футах) от берега. На рис.8.26 показана схема расположения и диаграмма излучения этой антенны.

На эту диаграмму наложены диаграммы излучения этой же антенны над морем и над очень бедной землей. Заметим, что, несмотря на то, что увеличение высоты антенны над землей не дает преимуществ в усилении по сравнению с антенной, расположенной над морем, в данном случае увеличение высоты позволяет волнам с низким углом преодолеть область бедной земли (скалистый остров) и отразиться от уровня моря в 250 метрах ниже антенны.

5.2. Сопротивление излучения.

Сопротивление излучения вертикального симметричного полуволнового диполя показано на рис.8.27 в виде функции от высоты диполя над землей. Импеданс остается в основном постоянным за исключением случаев, когда высота очень небольшая и емкостной эффект нижней части антенны, расположенной прямо над землей уменьшает резонансную частоту антенны.

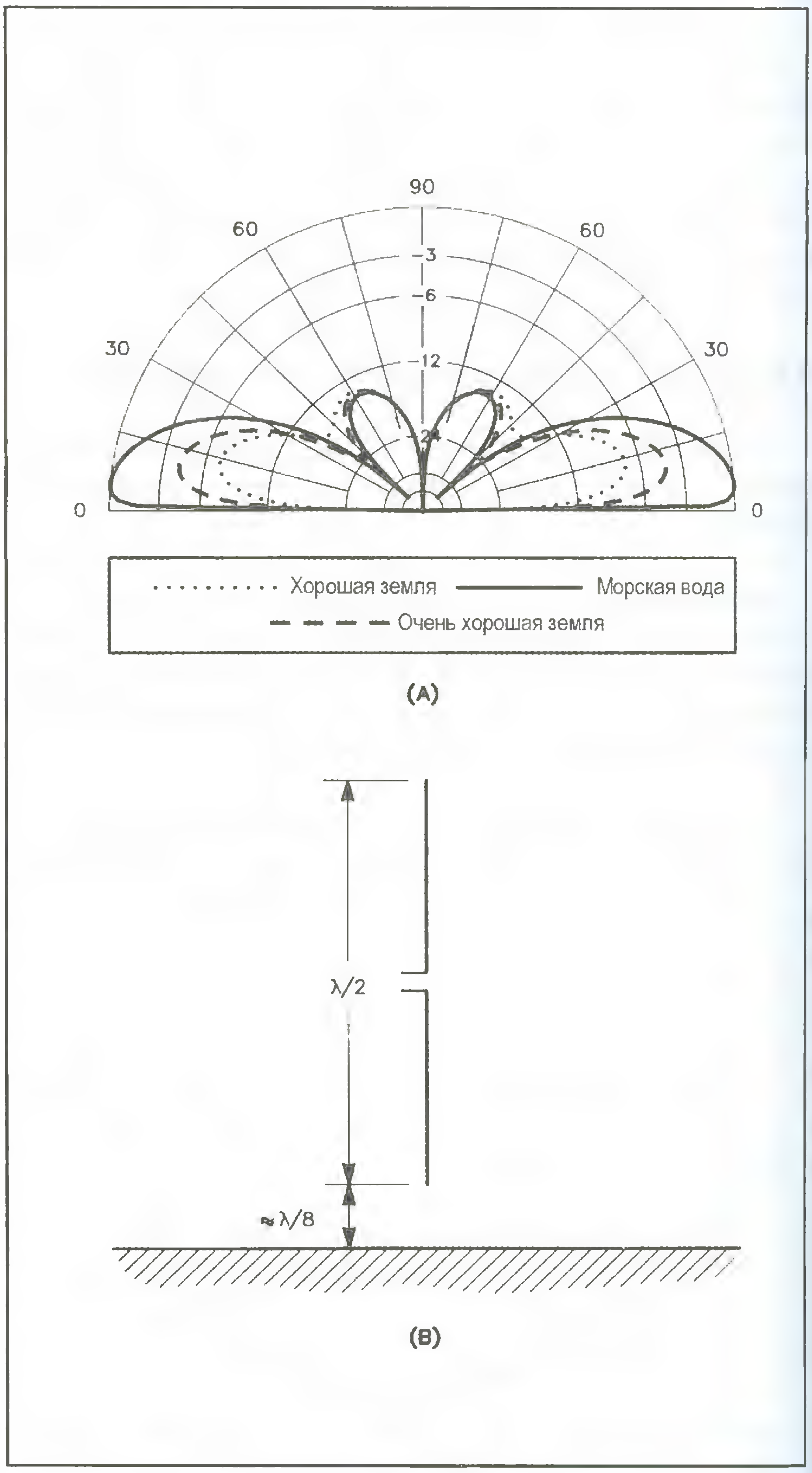


Рис.8.25. А – диаграммы направленности вертикального полуволнового симметричного диполя над землей различных типов. Нижний конец диполя расположен на высоте от земли (В). По сути, диполь представляет собой вертикальный эквивалент двойного расширенного Цеппелина.

5.3. Возбуждение вертикального полуволнового вибратора.

Существует два подхода к возбуждению вертикального полуволнового вибратора:

- Нижнее возбуждение у земли (возбуждение напряжением);
- Возбуждение в центре (токовое возбуждение).

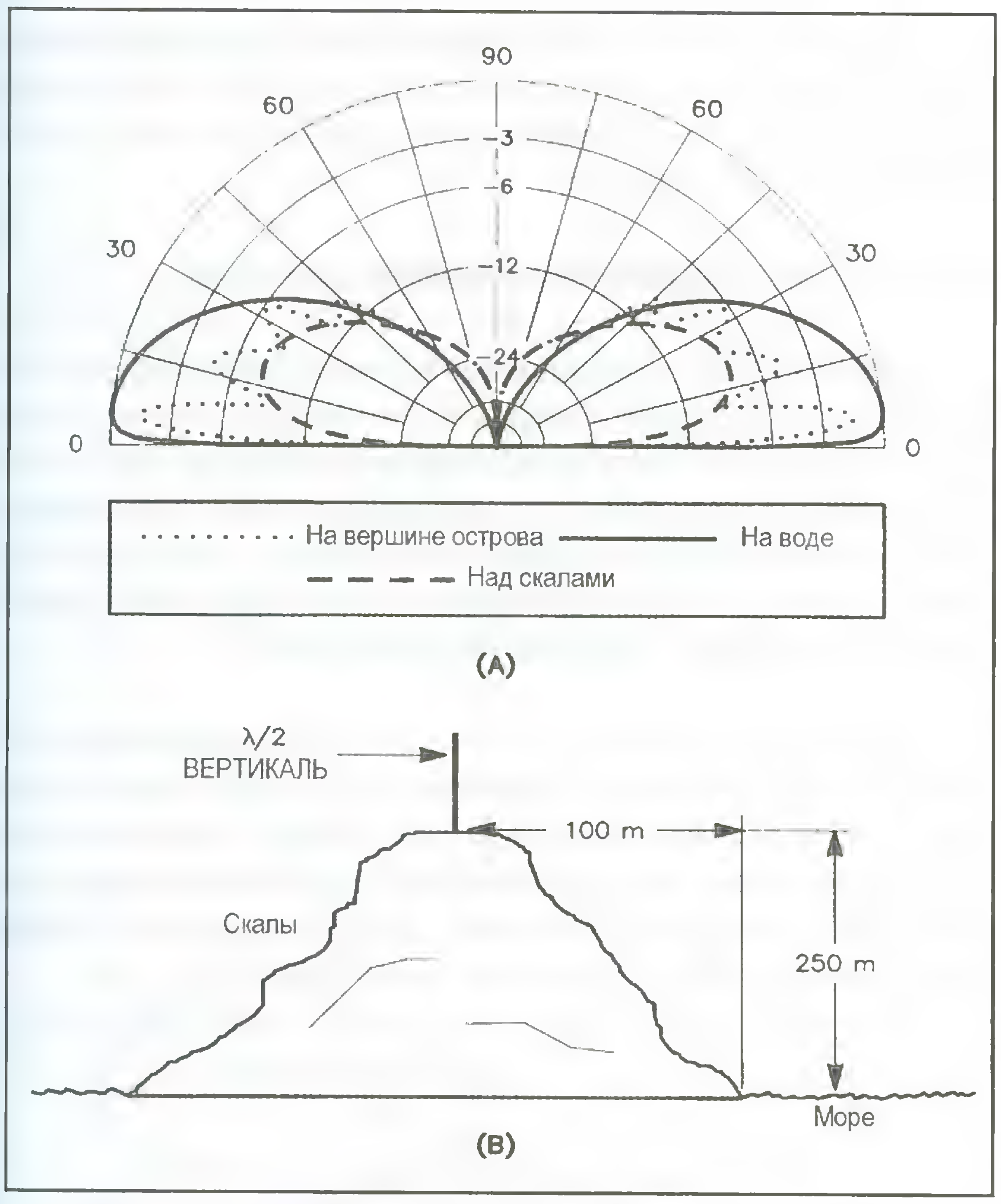


Рис.8.26. (А) – «зубчатая» диаграмма направленности полуволнового вертикального диполя, расположенного на склоне очень бедной земли (например, острова из вулканических пород) недалеко от моря (В). Увеличение высоты расположения антенны влечет за собой появление на диаграмме множественных лепестков. На рисунке для сравнения совмещены диаграммы направленности полуволнового вертикала над уровнем моря и над очень бедной землей.

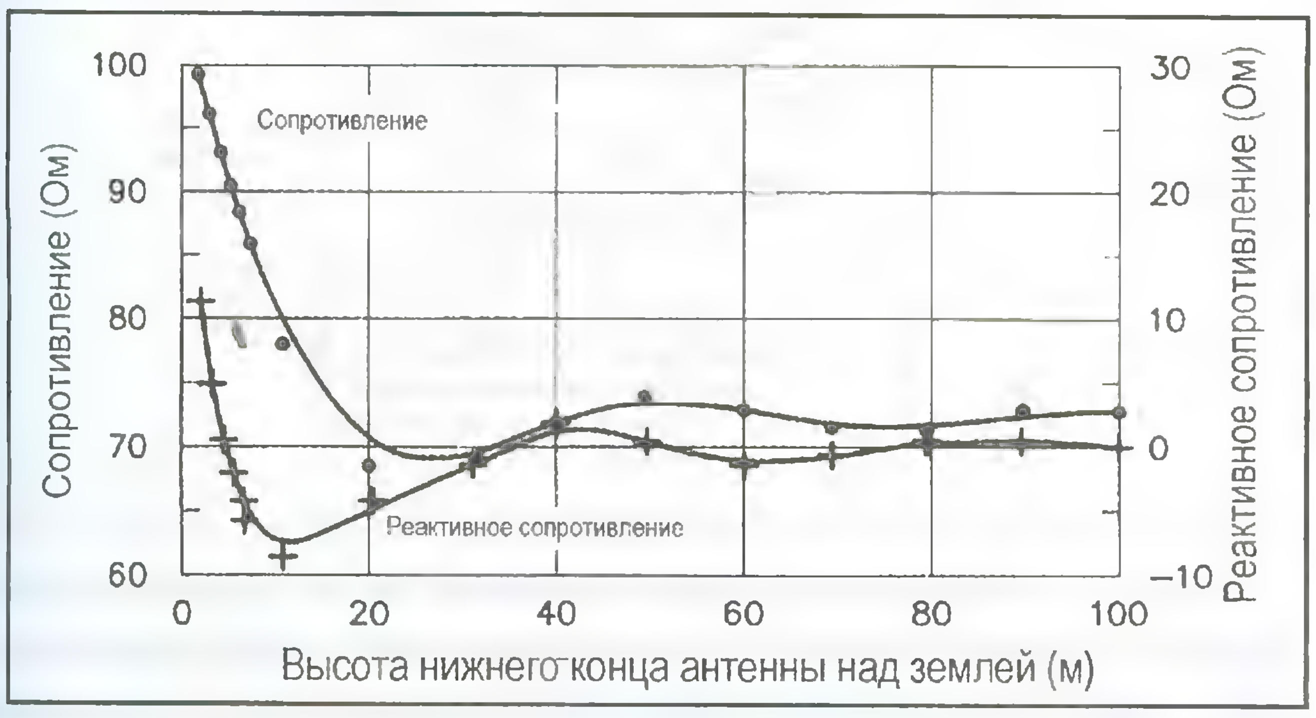


Рис.8.27. Зависимость сопротивления излучения и реактивного сопротивления полуволновой вертикальной антенны от высоты над землей. За высоту принимается высота нижнего конца диполя. Расчетная частота составляет 3.5 МГц.

Нижнее возбуждение рассмотрено в разделе 4.4 главы, посвященной согласованию и линиям возбуждения. В большинстве случаев используют параллельно настраиваемые цепи, каковыми являются коаксиальные линии передачи с ответвлениями.

Если вертикальная антенна является мачтовой антенной значительных размеров, то нижний импеданс будет относительно низким (600 Ом) и может использоваться широкополосная согласующая система, описанная в разделе 4.5.2 главы 6, посвященной согласованию и линиям возбуждения (широкополосный трансформатор W1FC). Возбуждение в центре вертикального диполя может быть выполнено так же, как и горизонтального диполя. Диполь имеет симметричный узел возбуждения и может возбуждаться открытой линией передачи с согласующим устройством или коаксиальной линией с ССУ. (см. раздел 1.4).

6. Наклонный диполь.

Наклонные диполи успешно используются на многих станциях, особенно в прибрежных районах. FK8CP использует на 160 метрах полуволновый наклонный диполь, расположенный на расстоянии 50 м от соленой воды, один конец которого находится на высоте 15 метров над уровнем моря. I8UDB использует наклонный диполь на 160 метрах находясь на вершине горы вблизи Неаполя, где электрические свойства земли неважные, но всего в 100 метрах от антенны (и ниже ее на несколько сотен метров) есть море.

Полуволновые наклонные диполи излучают сигналы, имеющие две компоненты поляризации: вертикальную и горизонтальную. Если антенна очень высоко над землей (как у I8UDB) нет нужды беспокоиться о наличии горизонтальной компоненты. Низкие углы излучения могут быть получены только вертикальной компонентой. Все модели в этом разделе были выполнены для диапазона 80 метров и очень хорошей земли.

6.1. Прямой наклонный диполь.

Из-за веса линии передачи наклонный диполь только изредка имеет две половинки, вытянутые в линию. Тем не менее проанализируем антенну, как будто бы этого не происходит.

Вид с башни I8UDB. Такой вид не нуждается в комментариях.

Диаграммы направленности.

На рис.8.28 показаны ДН наклонных полуволновых диполей с различными углами при вершине 15°, 30° и 45° над тремя типами земли (бедной, хорошей и морем). На рис.8.29 я показал диаграммы для диполя с углом наклона 45°, отдельно для вертикальной и горизонтальной составляющих. Очевидно, что в направлении наклона антенны он будет иметь небольшой уровень излучения горизонтальной составляющей.

Излучение под большим углом происходит только благодаря горизонтальной составляющей. Что касается вертикальной составляющей, то здесь действуют те же правила, что и для полуволнового вертикала: для того, чтобы использовать преимущества малого угла излучения вам потребуется земля великолепного качества. Не забывайте, что зона Френеля (область отражения излучения от земли) может распространяться на 10 длин волны от антенны и даже более!

На рис.8.29 показана горизонтальная диаграмма направленности для наклонного диполя с углом наклона 45°. Наклонный диполь излучает практически во всех направлениях, но лучше всего в поперечном направлении (перпендикулярно плоскости, проходящей через диполь и мачту, его поддерживающую). В осевом направлении (в плоскости диполя и его мачты) соотношение вперед/назад (F/B) менее 1 dB для угла излучения 25°. Антенна излучает несколько лучше в направлении наклона. То, что она излучает лучше в поперечном направлении, происходит благодаря горизонтальной составляющей, которую антенна излучает именно в этом направлении.

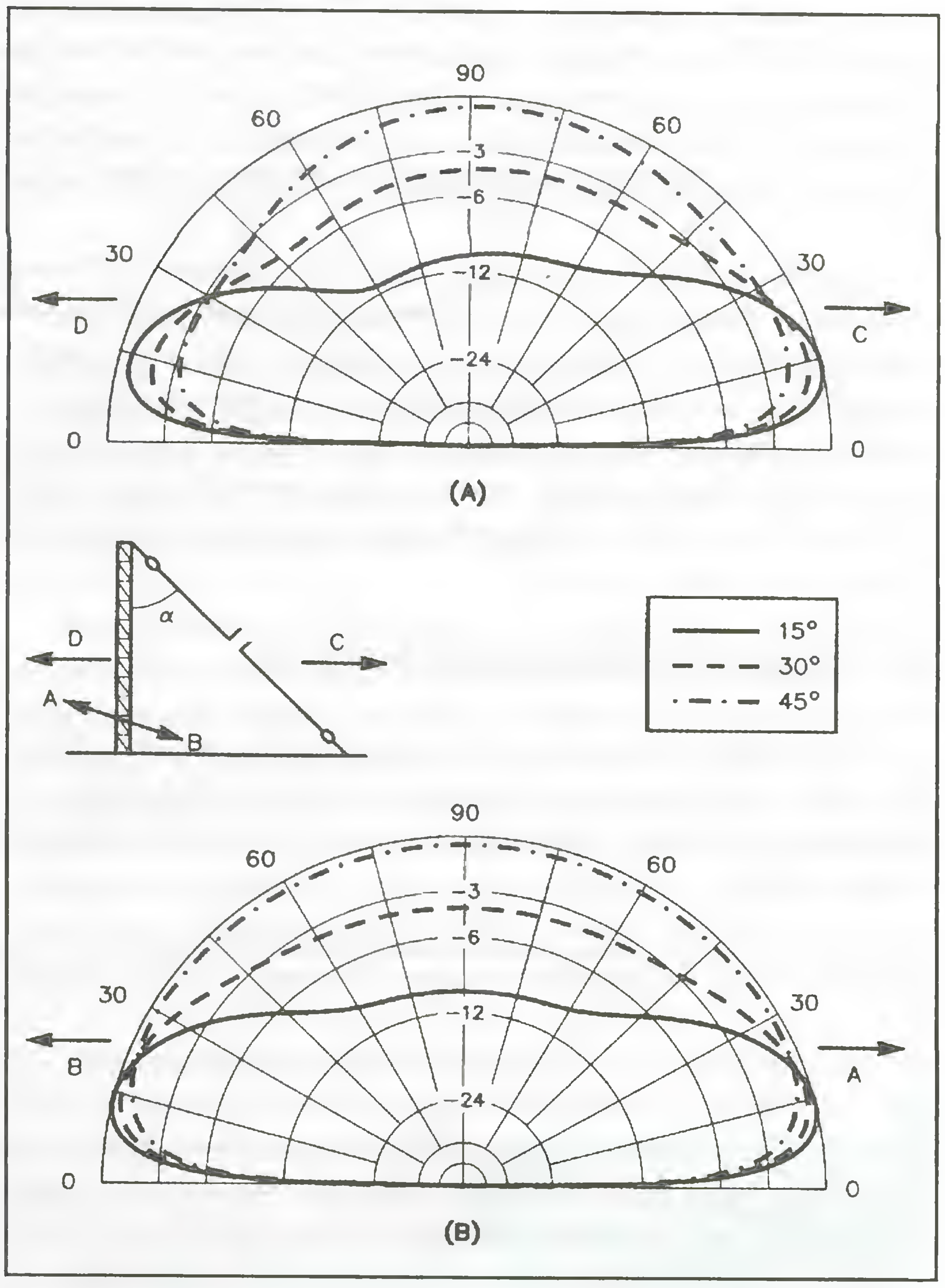


Рис.8.28. ДН в вертикальной плоскости наклонных диполей для разных углов наклона. А – ДН в плоскости антенны и мачты ее поддерживающей (осевое излучение), В – ДН в ортогональной плоскости (поперечное излучение). Осевое излучение на 100% вертикально поляризовано, в то время как поперечное излучение содержит как вертикальную, так и горизонтальную составляющую. Горизонтальная диаграмма имеет очень небольшую направленность.

Импеданс.

Сопротивление излучения наклонного диполя, нижний конец которого находится на расстоянии 1/80λ над землей (1м для 80м антенны) изменяется от 96 Ом для наклона 15° до 81 Ом для наклона 45°.

6.2. Изогнутый наклонный диполь.

Большинство реальных наклонных полуволновых диполей из-за веса линии передачи имеют изогнутую форму. На рис.8.30 и 8.31 показаны результаты анализа наклонной вертикальной антенны с углом наклона 20° для верхней половины антенны и углами наклона 40° и 60° соответственно для нижней половины антенны. Наклон 60° позволяет использовать мачты меньшей высоты.

Наклонный диполь с относительно горизонтальной нижней частью 1/4λ дает практически тот же самый сигнал, как и прямой наклонный диполь. Важно, чтобы верхняя половина наклонного диполя была как можно более вертикальной. Анализ показывает, что угол наклона нижней половины антенны относительно неважен.

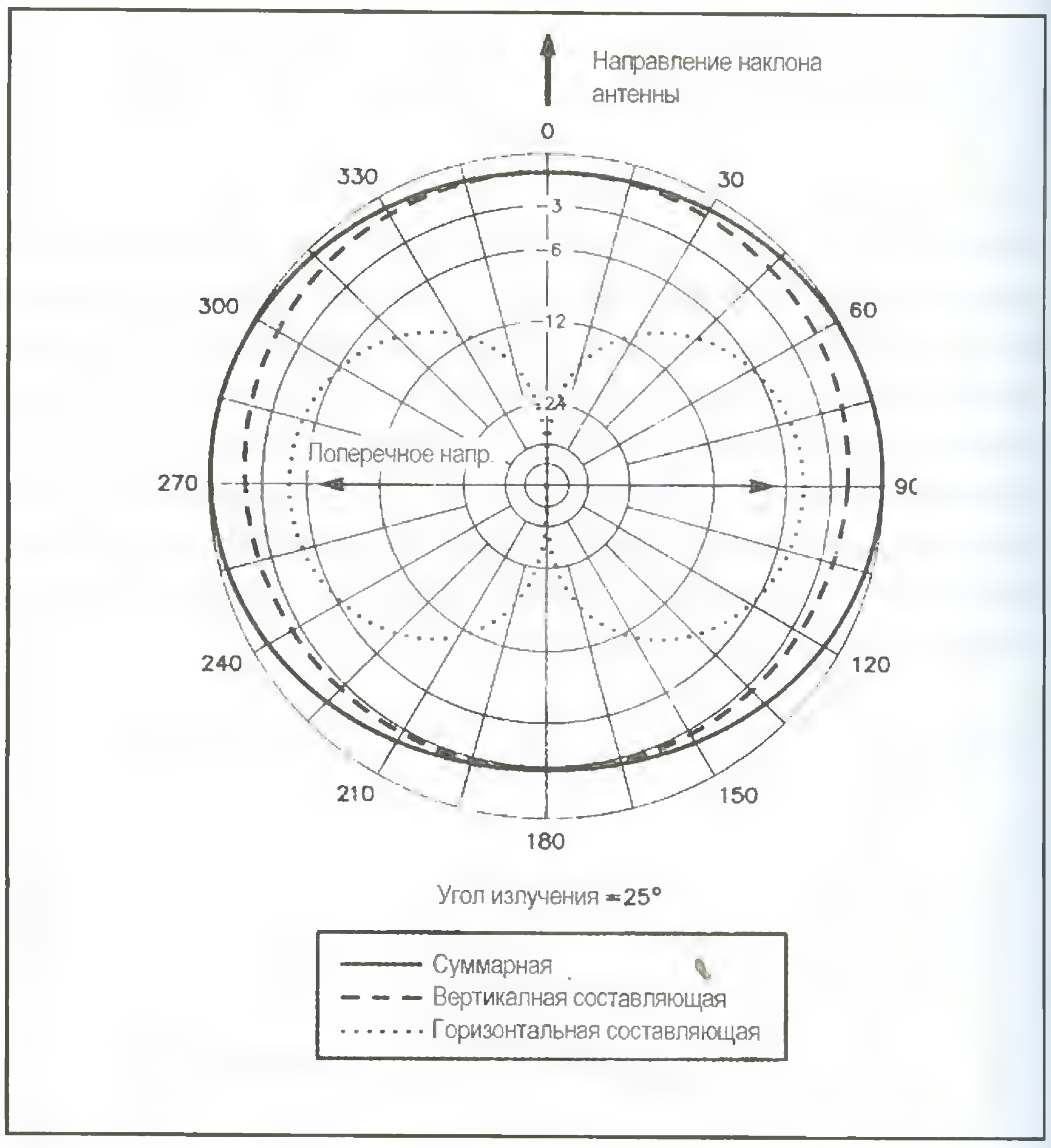


Рис.8.29. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости для наклонного диполя с углом наклона 45°, изображенная для угла излучения 25°. Показаны диаграммы для вертикальной и горизонтальной компонент, а также суммарная ДН. Направленность очень незначительная. Фактически наклонный диполь излучает лучше всего в секторах по 70° с каждой стороны от направления наклона.

Точка возбуждения.

Симметрична ли точка возбуждения такого изогнутого диполя?

Строго говоря – нет. Но установка токового ССУ не повредит, даже если нагрузка не симметрична. Использование токового ССУ исключит появление токов на внешней поверхности оплетки коаксиального кабеля. В качестве ССУ можно использовать катушку из коаксиального кабеля или несколько ферритовых колец (см. главу о линиях передачи и согласовании антенн).

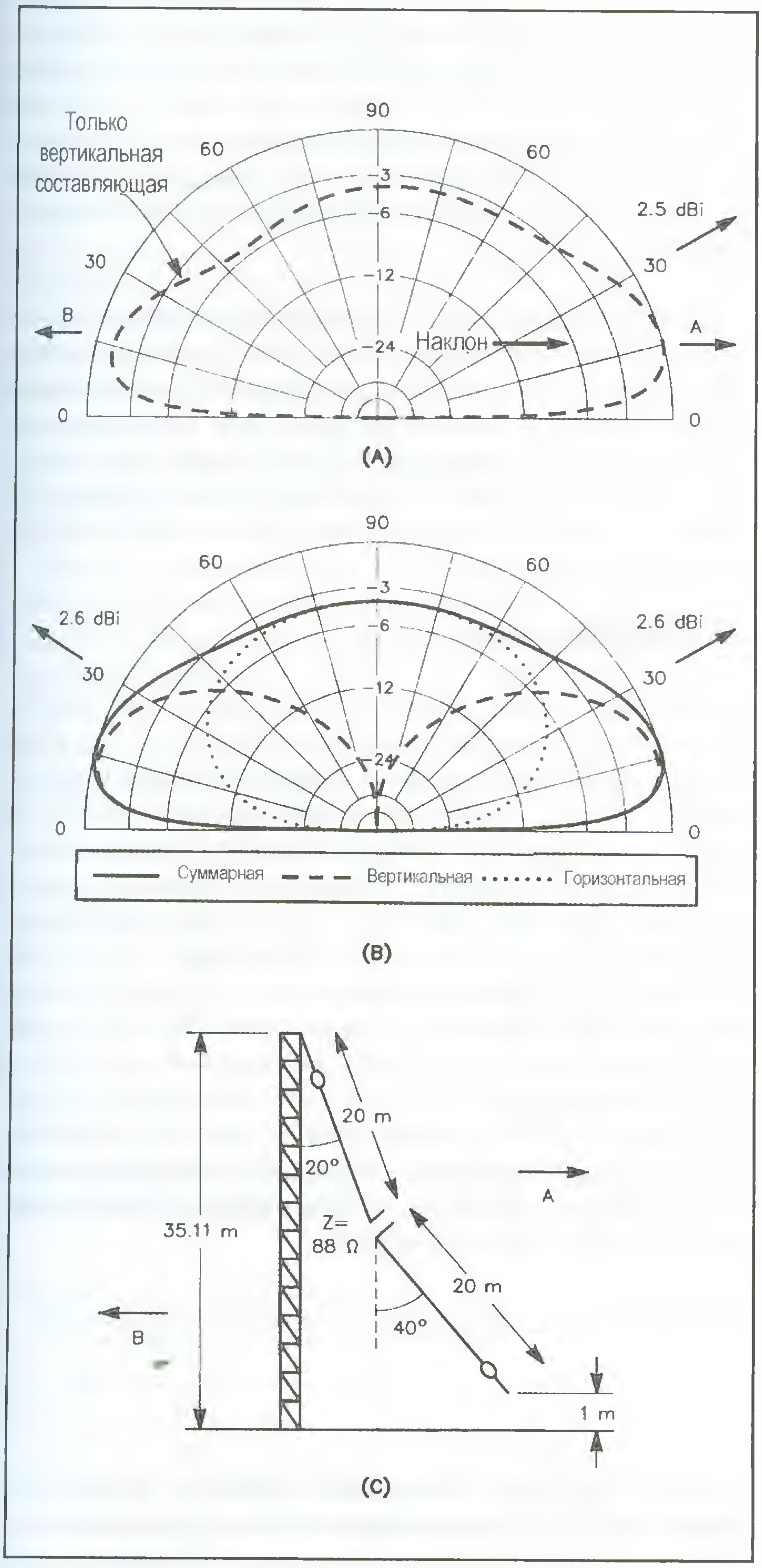

Только вертикальная составляющая
90
60
60
30
30
0
0
-3
-6
-12
-24
Наклон
2.5 dBi
A
B
(A)
2.6 dBi
2.6 dBi
Суммарная
Вертикальная
Горизонтальная
(B)
35.11 m
20 m
20°
Z= 88 Ω
20 m
40°
1 m
A
B
(C)

Рис.8.30. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости изогнутого полуволнового наклонного диполя для частоты 3.6 МГц: А – в осевом излучении, В – в поперечном. В - горизонтальная и вертикальная компоненты суммарной диаграммы. Наклон нижней секции диполя 40° (С). Моделирование выполнялось для очень хорошей земли.

6.3. Преобразование в четвертьволновую вертикальную антенну.

Сделаем еще один шаг вперед и переведем нижний четвертьволновый отрезок в горизонтальное положение. Если верхняя половина строго вертикальна, мы получим четвертьволновую вертикальную антенну с единственным противовесом. Эта конфигурация детально описана в главе по вертикальным антеннам (см. рис.9.18). Чтобы трансформировать полуволновый наклонный диполь в четвертьволновую вертикальную антенну, первоначально заменим наклонную нижнюю половину антенны двумя

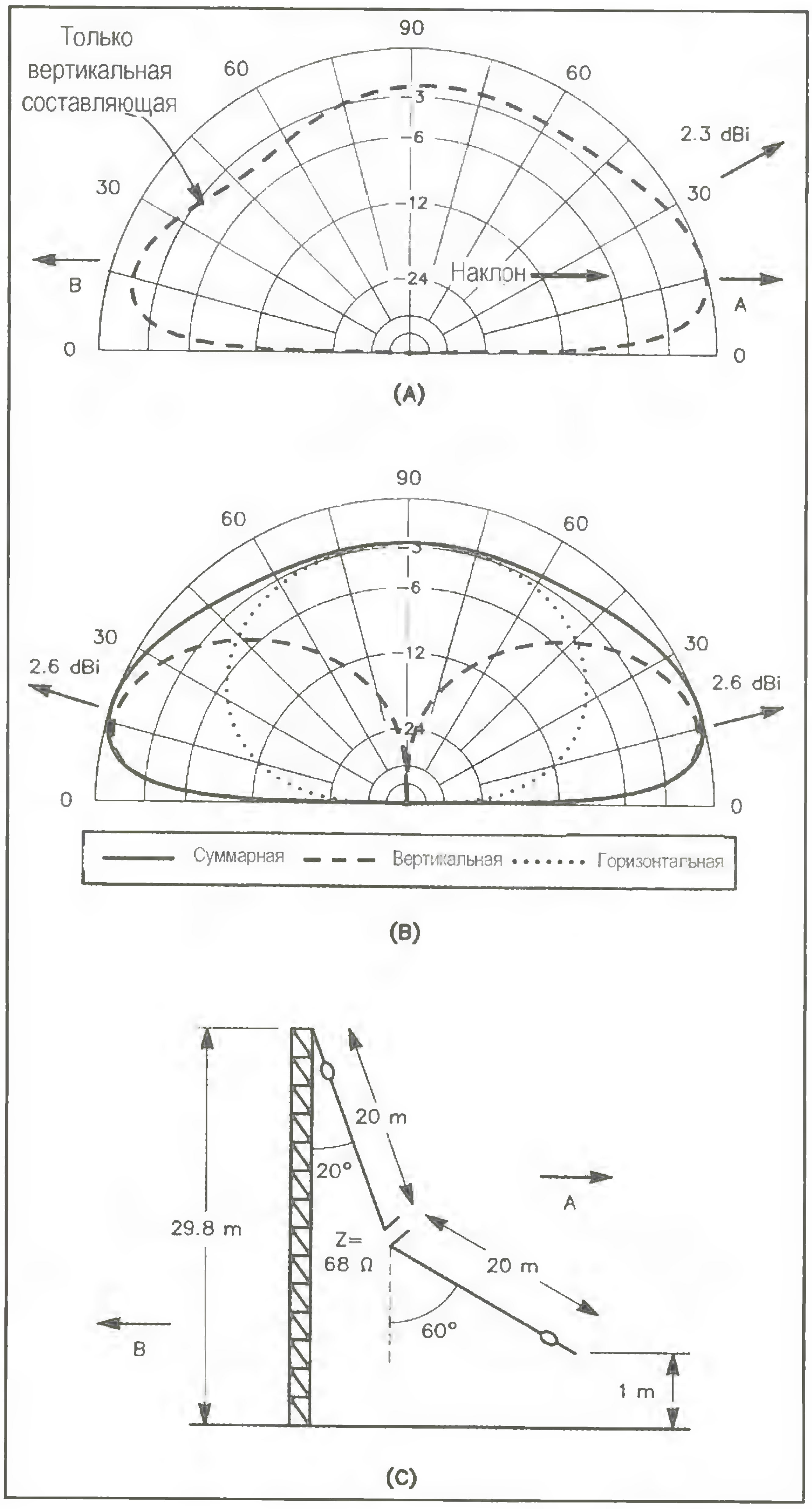

Только вертикальная составляющая
90
60
60
30
30
0
0
-3
-6
-12
-24
Наклон
2.3 dBi
A
B
(A)
2.6 dBi
2.6 dBi
Суммарная
Вертикальная
Горизонтальная
(B)
29.8 m
20 m
20°
Z= 68 Ω
20 m
60°
1 m
A
B
(C)

Рис.8.31 Диаграммы направленности в вертикальной плоскости изогнутого полуволнового наклонного диполя для частоты 3.6 МГц: А – в осевом излучении, В – в поперечном. В - горизонтальная и вертикальная компоненты суммарной диаграммы. Наклон нижней секции диполя 60° (С). Эта конфигурация, как и на рис.8.30 подобны конфигурациям для прямолинейного наклонного диполя. Потери усиления незначительны. Эта конфигурация требует меньшей высоты поддерживающей мачты, чем для прямолинейного диполя или для диполя, показанного на рис.8.30.

проводами, называемыми противовесами. Оба противовеса наклонены к земле (рис.8.32 C). На рис.8.32 A и B показаны диаграммы направленности этой конфигурации. Заметим, что излучение под большим углом снизилось примерно на 10 dB, что привело к выигрышу в усилении на 0.5 – 0.8 dB. Небольшая остаточная горизонтальная составляющая вызвана наклонными противовесами. Прирост усиления в направлении наклона данной антенны составляет 0.4 dB.

Следующим шагом переведем противовесы в горизонтальное положение и опустим антенну до высоты 5 м (6 футов) от земли (рис.8.32 E). Горизонтальная составляющая исчезнет полностью, а усиление, как и ожидалось, примет значение, равное полусумме усилений вперед и назад, найденных для предыдущей модели. Теперь мы имеем четвертьволновую вертикальную антенну с двумя противовесами, являющимися развитием реальной земли (см. раздел 1.3.3. главы, посвященной вертикальным антеннам).

Четвертьволновая вертикальная антенна определенно имеет несимметричный вход. Однако, так как возбуждающая линия не защищена от сильных полей антенны и должна быть установлена на земле под противовесами, насколько это возможно, рекомендуется для развязки линии передачи от области возбуждения использовать ССУ токового типа (коаксиальную катушку или несколько ферритовых колец).

6.4. Заключение.

Усиление 6.1 dBi может быть получено при помощи полуволнового вертикального диполя только над очень хорошо проводящей землей (море). Даже над очень хорошей землей полуволновая вертикальная антенна ни сколько не лучше, чем четвертьволновая вертикальная антенна (3 dBi). Это означает, что находясь недалеко от моря вы можете успешно работать с четвертьволновой вертикальной антенной. Наклонная вертикальная антенна (при условии выполнения наклонной части как можно более вертикальной) с двумя противовесами (высотой 5 м для частоты 3.6 МГц) создаст такой же хороший сигнал, как и полуволновая вертикальная или наклонная полуволновая над очень хорошей землей. Однако, при этом, потребуется поддерживающая мачта высотой 25 м (82 фута) вместо 35 м (114 футов) или 40 м (131 фут), необходимой для полуволновой вертикальной антенны.

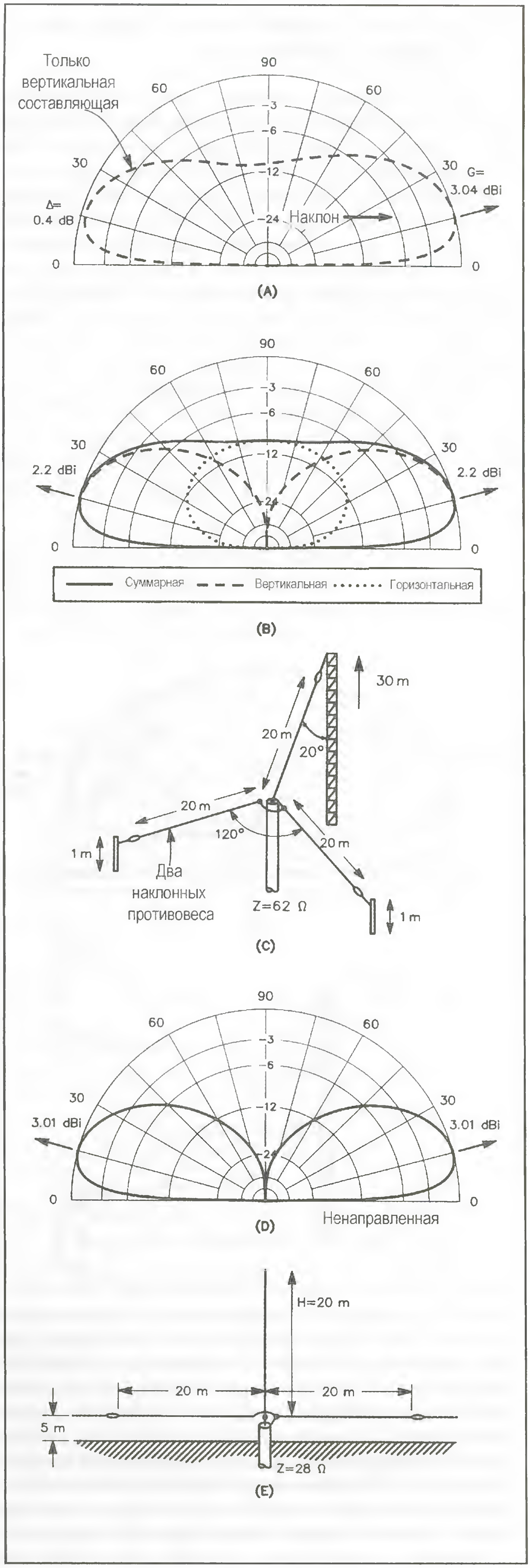


Рис.8.32 Переход от наклонного диполя к четвертьволновой вертикальной антенне с двумя противовесами. C – нижняя половина диполя замещается двумя противовесами, длиной 0.25λ, наклоненными к земле. Результирующие диаграммы направленности показаны на A и B. На E противовесы подняты горизонтально над землей. Результирующая диаграмма показана на D. Это изменение исключает все горизонтальные компоненты, присутствующие в наклонном диполе. Частота анализа 3.65 МГц.

7. Моделирование диполей.

Программы, основанные на MININEC, являются очень подходящими для моделирования диполей. Прямолинейные диполи могут быть достаточно точно смоделированы при делении антенны на 10 - 20 сегментов.

Инвертированные V диполи при расчете требуют большего количества сегментов в зависимости от угла при вершине, чтобы получить точное значение входного сопротивления. В таблице 8.5 приведены значения входного сопротивления прямого диполя, а в таблице 8.6 – инвертированного V диполя в виде функции от числа сегментов при равномерной и неравномерной сегментациях.

Для точного вычисления значения входного сопротивления инвертированного V диполя требуется по крайней мере 50 сегментов одинаковой длины. При использовании неравномерной сегментации (TAPERING) (см. главу, посвященную антеннам Яги и квадратам) точный результат может быть получен уже с 26 сегментами. ELNEC (моделирующая программа, основанная на MININEC и разработанная W7EL) снабжена автоматической опцией для генерирования неравномерных сегментов, что является ее ценным качеством при моделировании антенн с изогнутыми проводниками.

Точное знание входного сопротивления является важным, если вы хотите вычислить точное значение резонансной длины (или частоты) диполя или если диполь входит в состав антенной решетки.

Количество сегментов	Входное сопротивление
5	71-j14
10	67-j26
20	68-j28
30	68.5-j28
50	68.6-j27.3
80	68.7-j27.1
100	68.7-j27.0

Таблица 8.5. Входное сопротивление диполя, рассчитанное MININEC, в зависимости от количества сегментов.

Количество сегментов	Входное сопротивление
5	71-j14
10	67-j26
20	68-j28
30	68.5-j28
50	68.6-j27.3
80	68.7-j27.1
100	68.7-j27.0

Таблица 8.6. Входное сопротивление инвертированного V-диполя, рассчитанное MININEC, в зависимости от количества сегментов при равномерной и неравномерной сегментациях.

Для получения надежных результатов диполи нельзя моделировать слишком близко к земле. Для полуволнового горизонтального диполя высота должна быть по крайней мере не менее 0.2λ. Для более длинных диполей минимальная высота моделирования для получения надежных результатов должна быть несколько больше. Вертикальные и наклонные диполи (с крутыми углами) могут моделироваться достаточно близкими к земле, поскольку существует очень небольшое излучение в ближнем поле диполя в сторону земли (диполь не излучает со своих кончиков).

Программы, основанные на NEC необходимы, если требуется знание точных значений усиления и входного сопротивления для диполей, расположенных очень близко к земле.

СЛОВО БЛАГОДАРНОСТИ DJ2YA. 3

1. ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫЙ ВЕРТИКАЛ. 3
- 1.1. Диаграммы направленности. 3
  - 1.1.1. Диаграмма направленности монополей в вертикальной плоскости над идеальной землей. 3
  - 1.1.2. Диаграмма направленности монополей в вертикальной плоскости над реальной землей. 4
    - 1.1.2.1. Коэффициент отражения. 4
    - 1.1.2.2. Угол псевдо Брюстера. 4
    - 1.1.2.3. Характеристика земли. 5
    - 1.1.2.4. Выражение для угла Брюстера. 5
    - 1.1.2.5. Угол Брюстера и противовесы. 5
    - 1.1.2.6. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости. 6
  - 1.1.3. Диаграмма направленности вертикальных антенн в горизонтальной плоскости. 6
- 1.2. Сопротивление излучения монополей. 6
- 1.2. Эффективность излучения монополя. 9
  - 1.3.1. ВЧ сопротивление проводника. 10
  - 1.3.2. Потери в изоляторах. 10
  - 1.3.3 Потери в земле. 11

2. ЗЕМЛЯ И СИСТЕМА ПРОТИВОВЕСОВ ДЛЯ ВЕРТИКАЛЬНЫХ АНТЕНН: ОСНОВЫ 12
- 2.1. Закопанные противовесы. 13
  - 2.1.1. Эффективность излучения ближнего поля. 13
  - 2.1.2. Моделирование закопанных противовесов. 13
  - 2.1.3. Количество и длина заглубленных противовесов. 16
  - 2.1.4. Противовесы длиной 2λ и дальняя зона антенны. 17
  - 2.1.5. Стержневые заземлители. 17
  - 2.1.6. Глубина закапывания противовесов. 18
  - 2.1.7. Несколько подсказок для практического применения. 18
- 2.2. Приподнятые противовесы. 19
  - 2.2.1. Моделирование или измерение? Приподнятые или заглубленные противовесы? 20
  - 2.2.2. Моделирование вертикальных антенн, использующих систему приподнятых противовесов. 21
  - 2.2.3. Количество приподнятых противовесов. 22
  - 2.2.4. Один противовес. 23
  - 2.2.5. Высота расположения противовесов. 23
  - 2.2.6. Почему противовесы четвертьволновой длины? 24
  - 2.2.7. Создание четвертьволновых противовесов равной электрической длины. 27
  - 2.2.8. Решение проблемы неравномерного распределения тока, предложенное K5IU. 27
  - 2.2.9. Как я укорачиваю противовесы (не четвертьволновые) до одинаковой длины? 29
  - 2.2.10. Должна ли вертикальная антенна быть четвертьволновой? 30
  - 2.2.12. Система приподнятых противовесов вместе с противовесами (экраном) на земле. 33
  - 2.2.13 Предотвращение протекания наводимых токов через землю. 34
  - 2.2.14. Приподнятые противовесы в вертикальных антенных решетках. ... 35
  - 2.2.15. «Чудесные» противовесы для 160 метров (?). 36
- 2.3. Закапывать или приподнимать? 36
- 2.4. Оценка системы противовесов. 36

3. КОРОТКИЕ ВЕРТИКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ. 38
- 3.1. Сопротивление излучения. 39
  - 3.1.1. Нагрузка в основании. 39
  - 3.1.2. Концевая нагрузка. 39
  - 3.1.3. Нагрузка в центре. 42
  - 3.1.4. Комбинирование концевой нагрузки и нагрузки в основании. 42
  - 3.1.5. Последовательная нагрузка. 43
- 3.2. Обеспечение высокого значения сопротивления излучения. 44
- 3.3. Обеспечение низких потерь в нагрузках. 44
- 3.4. Принципы конструирования коротких вертикальных антенн. 45
  - 3.4.1. Вертикальные антенны с петлевыми элементами. 45
- 3.5. Полоса частот коротких вертикальных антенн по заданному уровню КСВ. 46
  - 3.5.1. Вычисление полосы частот по уровню 3dB. 46
  - 3.5.2. Полоса частот по уровню КСВ≤2. 47
- 3.6. Конструирование коротких вертикальных антенн. 48
  - 3.6.1. Нагрузочная катушка у основания антенны. 48
  - 3.6.2. Последовательная нагрузка у основания антенны. 49
  - 3.6.3. Емкостная верхняя нагрузка. 49
  - 3.6.4. Емкостная «шляпа» в сочетании с нагрузкой в основании антенны. 50
  - 3.6.5. Т – нагрузка. 51
  - 3.6.6. Катушка совместно с емкостной нагрузкой. 52
    - 3.6.6.1. Рассеивание мощности в катушке. 53
  - 3.6.7. Катушка с Т – проводом. 55
  - 3.6.8. Катушка со штырем. 55
  - 3.6.9. Сравнение различных методов нагрузки. 57

4. ДЛИННЫЕ ВЕРТИКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ. 57
- 4.1. Углы излучения в вертикальной плоскости. 58
- 4.2. Усиление. 58
- 4.3. Система противовесов для полуволновых вертикальных антенн. 59
  - 4.3.1. Ближнее поле. 59
  - 4.3.2. Поле в дальней зоне. 60
- 4.4. Практическое выполнение. 60

5. МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРТИКАЛЬНЫХ АНТЕНН. 61
- 5.1. Провода и сегменты. 62
- 5.2. Моделирование антенн с проводами, имеющими контакты. 62
- 5.3. Моделирование вертикальных антенн с системами противовесов. 62

6. ВЕРТИКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ НА ПРАКТИКЕ. 63
- 6.1. Однополосные четвертьволновые вертикальные антенны для 40, 80 и 160 метров. 63
- 6.1.1. Технические разработки. 64
- 6.2 Вертикальная антенна, нагруженная на конце. 66
- 6.3. Трех диапазонные вертикальные антенны для 40, 80 и 160 метров. 66
- 6.4. Последовательно нагруженная двух полосная вертикальная антенна для 80/160 метров. 67
- 6.5. Нагруженные на конце вертикальные антенны с трапами для 80/160 метров. 68
  - 6.5.1. Изолирующие трапы. 68
  - 6.5.2. Укорачивающие/удлиняющие трапы. 71
- 6.6. Самоподдерживающаяся полноразмерная вертикальная антенна ON4UN на 160 метров. 71

6.7. Антенна Battle Creek Special. 73
6.7.1. ВС трап. 75
6.8. Использование излучающей мачты в качестве вертикальной антенны для длинноволнового диапазона. 79
6.8.1. Электрическая длина нагруженной мачты. 79
6.8.2. Измерение электрической длины. 79
6.8.3. Гамма и Омега согласование. 80
6.8.3.1. Близкое расстояние против дальнего. 80
6.8.3.2. Влияние диаметра гамма провода. 80
6.8.3.3. КСВ в полосе частот. 81
6.8.3.4. Регулировка системы гамма согласования. 81
6.8.3.5. Использование системы омега согласования. 82
6.8.3.6. Заключение. 83
6.8.3.7. Практические советы. 83
6.8.4. Система возбуждения наклонным проводом. 84
6.8.5. Петлевые монополи. 84
6.8.6. Моделирование мачт шунтового возбуждения. 84
6.8.7. Развязка антенн в точках с большим сопротивлением. 85

7. ИНВЕРТИРОВАННАЯ АНТЕННА. 86

8. Т-АНТЕННА. 90
8.1. Антенны с возбуждением током. 90
8.2. Т – антенны, возбуждаемые напряжением. 90
8.2.1. Возбуждение антенны. 91
8.2.2. Требуемая заземляющая система и система противовесов. 91

9. МЕСТОПОЛОЖЕНИЕ ВЕРТИКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ. 91

10. 160-МЕТРОВЫЕ АНТЕННЫ ДЛЯ DX-ПЕДИЦИЙ. 92

11. ПОКУПКА ВЕРТИКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ. 94

9. ВЕРТИКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Слово благодарности DJ2YA.

Uli Weiss, DJ2YA – радиолюбитель до мозга костей. Его далеко не поверхностный интерес и глубокие знания в области антенн, а также отличное владение английским языком помогли ему стать одним из тех, кто с успехом перевел книгу Low Band DXing на немецкий язык без какой-либо помощи со стороны автора. Это также способствует его успеху в конструировании антенн и участии в конкурсах по радиосвязи. Uli Weiss вместе с Walter Skudlarek стали основателями всемирно известного RRDXA Contest Club, который многие годы лидировал в соревнованиях CQ-WW Club. Uli был хорошим редактором и помощником в написании этой главы, посвященной вертикальным антеннам. Спасибо за помощь, Uli.

Влияние земли и искусственно созданной заземляющей системы (если такая используется) на характеристики направленности и эффективность вертикально поляризованных антенн часто не принимается во внимание и не описывается детально в любительской литературе. Это влияние имеет два аспекта. Возле антенны (в ближнем поле) необходима хорошая заземляющая система для того, чтобы аккумулировать обратные токи без потерь. Этот аспект определяет эффективность излучения антенны.

На расстоянии от антенны (в дальней зоне или в зоне Френеля), где волны отражаются от земли, создавая излучение под малыми углами, часть энергии может поглощаться землей. Это поглощение является функцией качества земли и угла падения волны. Этот механизм определяет эффективность отражения электромагнитных волн.

Вертикальные монопольные антенны часто называют установленными на земле вертикалами или просто вертикалами. Они, по определению, устанавливаются перпендикулярно земле и производят вертикально поляризованные сигналы. Вертикалы очень популярны в длинноволновом диапазоне, так как они прекрасно излучают под малым углом, не требуя при этом установки очень высоких мачт, необходимых горизонтальным антеннам для того, чтобы излучать по тем же малым углом.

1. Четвертьволновый вертикал.

1.1. Диаграммы направленности.

1.1.1. Диаграмма направленности монополей в вертикальной плоскости над идеальной землей.

Диаграмма направленности четвертьволновой вертикальной антенны представляет собой половину диаграммы направленности полуволнового диполя в свободном пространстве (с удвоением физических размеров вертикала и симметричным распределением тока). Как таковая, диаграмма направленности четвертьволнового вертикала над идеально проводящей землей является половиной рисунка, изображающего диаграмму направленности полуволнового диполя в свободном пространстве. Диаграмма представлена на рис.9.1.

Относительная напряженность поля вертикальной антенны с синусоидальным распределением тока представлена выражением:

$$E_f = k \times I\left[\frac{\cos(L\sin\alpha) - \cos(L)}{\cos(\alpha)}\right], \quad (9.1)$$

где k – константа, связанная с сопротивлением;

E_f – относительная напряженность поля;

α – угол над горизонтом;

L – электрическая длина (высота антенны)

I – амплитуда тока ($\sqrt{P/R}$).

Эта формула не учитывает не идеальность земли и действительна для длин антенн от 0° до 180° (от 0 до 0.5λ.). «Множитель формы», содержащий тригонометрические функции, часто рассматривается сам по себе для вычисления напряженности поля вертикальной антенны.. Однако, если его использовать таким образом, оказывается, что короткие диполи сильно проигрывают длинным, так как длина антенны включена только в числитель дроби.

Заменив I в выражении на множитель

$$\sqrt{\frac{P}{R_{rad} + R_{loss}}}$$

получим более реальную картину. Для короткого вертикала значение сопротивления излучения мало, а этот множитель в значительной степени компенсирует уменьшение «множителя формы». Это значит, что при одинаковой входной мощности, ток в коротком вертикале больше, чем в длинном.

Тем не менее, на практике, ток не определяется только сопротивлением излучения, а скорее суммой сопротивления излучения и сопротивления потерь.

Вот почему в условиях не идеальной заземляющей системы и не идеальных нагрузок (катушки с потерями в случае вертикалов с сосредоточенными нагрузками) общее излучение коротких вертикалов может быть существенно меньше, чем длинных (где сопротивление излучения больше по сравнению с сопротивлением потерь и где отсутствуют нагрузки) .

Примечательно, что короткие вертикалы в большинстве случаев являются более эффективными излучателями по сравнению с длинными вертикалами, если они снабжены хорошей заземляющей системой и не имеют нагрузок с потерями. Однако, при учете потерь в заземляющей системе и нагрузках сумма сопротивления излучения и сопротивления потерь увеличивается, а в результате, часть поданной мощности будет потеряна на нагрев этих элементов. Например, если сопротивление излучения равно сопротивлению потерь, половина мощности будет потеряна. Заметим, однако, что для очень коротких вертикалов эти потери могут быть значительно больше.

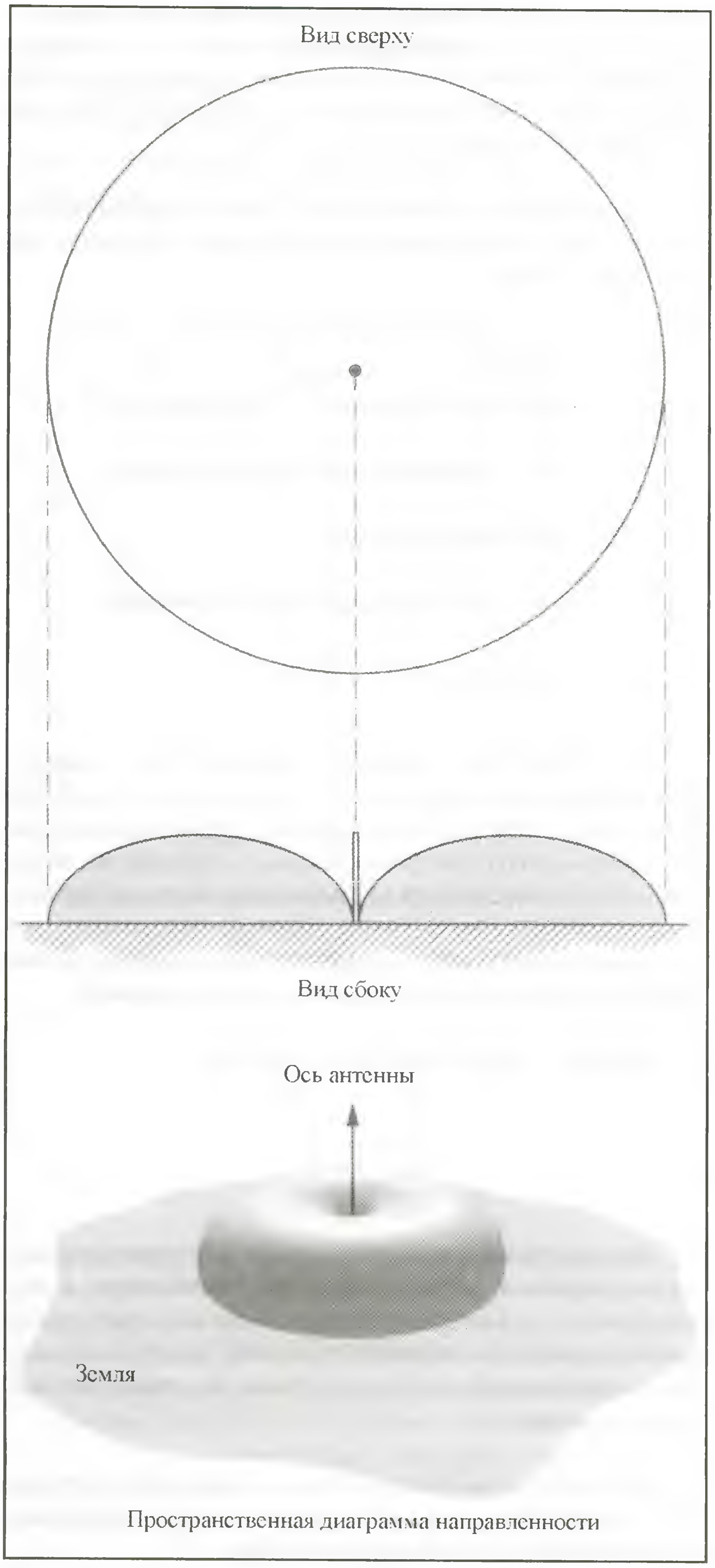


Рис.9.1. Диаграммы направленности вертикального монополя. Вид сверху представляет собой диаграмму в горизонтальной плоскости, вид сбоку - в вертикальной плоскости.

1.1.2. Диаграмма направленности монополей в вертикальной плоскости над реальной землей.

Трехмерная диаграмма направленности антенны формируется суммированием прямой волны и излучения, отраженного от земли. Нижеследующее объяснение действительно только для вертикально поляризованных волн. Механизм отражения горизонтально поляризованных волн описан в главе 8, посвященной дипольным антеннам.

В условиях идеальной земли не происходит изменения фазы вертикально поляризованной волны в точке отражения. Две волны суммируются с разностью фаз, вызванной только разностью длин путей прохождения. Этот механизм формирует характеристику направленности. Рассмотрим удаленную точку, расположенную под очень низким углом к горизонту. Так как длины путей почти одинаковы, сумма прямой и отраженной волн будет максимальной. В случае идеальной земли излучение максимально при углах, близких к нулю.

1.1.2.1. Коэффициент отражения.

Над реальной землей при отражении изменяется амплитуда и фаза волны. Отражение падающей (вертикально поляризованная) волны определяется коэффициентом отражения. Коэффициент отражения от реальной земли представляет собой комплексное число, которое меняется с изменением частоты. В полярной системе координат коэффициент отражения состоит из:

- Амплитуды коэффициента отражения, которая определяет, какая доля мощности отражается, и какая поглощается в земле. Значение 0.6 означает, что 60% мощности отражается, а 40% поглощается.

- Фаза коэффициента отражения представляет собой изменение фазы отраженной волны по сравнению с падающей волной. Над реальной землей всегда происходит запаздывание по фазе (отрицательное значение). при нулевом угле падения фаза всегда равна - 180° Это значит, что общее излучение будет нулевым (отраженная волна не будет поглощаться, а сумма падающей и отраженной волн, которые будут в противофазе, равна нулю). При больших углах фаза коэффициента отражения близка к нулю (обычно от – 5 ° до -15° в зависимости от качества земли).

1.1.2.2. Угол псевдо Брюстера.

Амплитуда коэффициента отражения минимальна при фазе, равной 90°. Это фаза коэффициента отражения при которой происходит отражение под так называемым углом псевдо Брюстера. Угол псевдо Брюстера называется так, потому что ВЧ эффекты похожи на оптические эффекты, откуда и взят этот термин. Под углом псевдо Брюстера от-

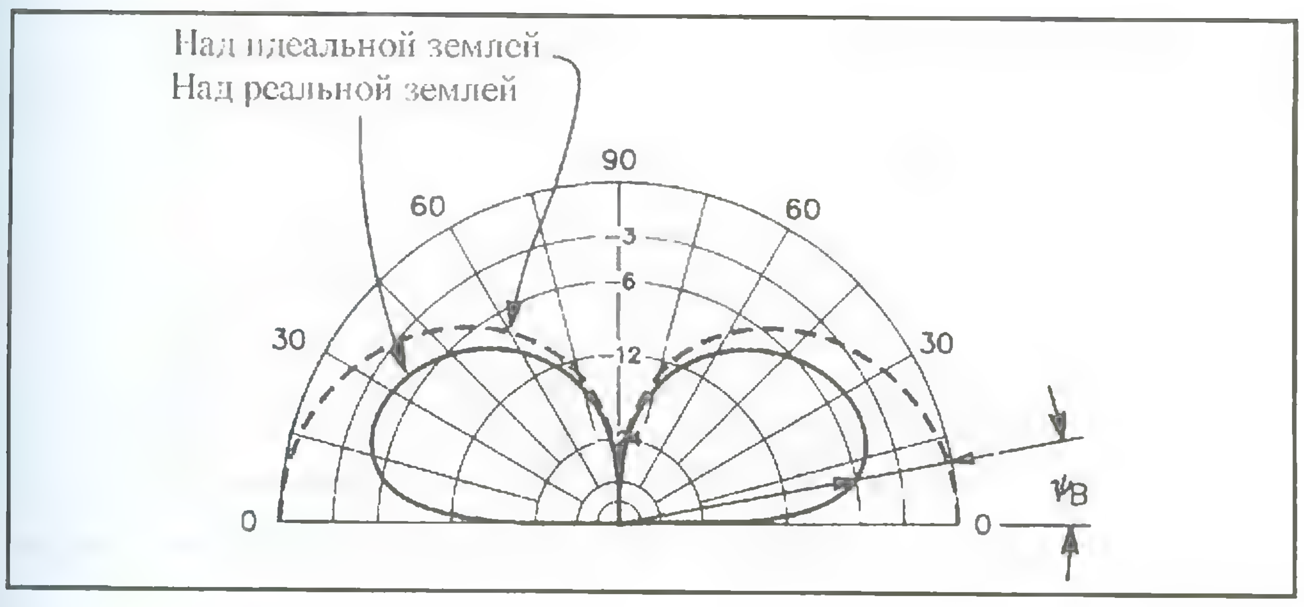


Рис.9.2. **Диаграмма направленности в вертикальной плоскости четвертьволнового монополя над идеальной и реальной землей. Угол псевдо Брюстера равен углу, при котором излучение на 6 dB меньше по сравнению с излучением над идеальной землей.**

раженная волна меняет знак. Если угол меньше угла псевдо Брюстера, амплитуду отраженной волны необходимо вычесть из амплитуды прямой волны. Если угол больше, амплитуда отраженной волны суммируется с амплитудой прямой волны. Под углом псевдо Брюстера излучение на 6 dB меньше, чем излучение над идеально проводящей земной поверхностью (см. Рис.9.2).

Все этого говорит о том, что при заданном QTH необходимо знать угол псевдо Брюстера для каждого диапазона. Большинство из нас используют вертикалы для того, чтобы получить излучение под малыми углами.

На Рис.9.3 показаны амплитуды и фазы коэффициентов отражения для трех типов земли на частотах 3.6 МГц и 1.8 МГц.

Над морской поверхностью фазы коэффициента отражения изменяются от - 180° (при угле падения 0°) до – 0.1° (при угле падения менее 0.5°)! Угол псевдо Брюстера приблизительно равен 0.2° .

1.1.2.3. Характеристика земли.

Качество земли определяется двумя параметрами: диэлектрической постоянной и проводимостью, в миллиСименс/метр (мС/м). В таблице 5.2 (глава 5) показаны характеристики различных типов земли. В таблице также приведены 5 особых типов земли: очень хорошая, средняя, бедная, очень бедная, крайне бедная. Эти термины взяты из классической книги Terman «Radio Engineers' Handbook», а также используются в моделирующих программах Lewallen ELNEC и EZNEC. Обозначения и значения, приведенные в таблице 5.2, являются стандартными и используются на протяжении всей книги для моделирования диаграмм направленности.

1.1.2.4. Выражение для угла Брюстера.

Terman («Radio Engineers' Handbook») привел выражение для угла псевдо Брюстера в виде функции от проницаемости, проводимости земли и частоты. На Рис.9.4 приведены кривые, полученные с использованием этих формул. Обратим особое внимание на то, какое сильное влияние оказывает соленая вода на характеристики излучения вертикалов под малыми углами, где в длинноволновых диапазонах угол псевдо Брюстера меньше 1° (в действительности 0.2°). В противоположность этому, для сухой, песчаной земли угол псевдо Брюстера меняется от 13° до 15° в длинноволновом диапазоне. В условиях большого города угол псевдо Брюстера приблизительно равен 30° на всех частотах. Это означает, что при таких обстоятельствах эффективность излучения для углов менее 30° очень сильно снижается.

1.1.2.5. Угол Брюстера и противовесы.

Что можно сделать с углом псевдо Брюстера? Очень немногое. Системы заземляющих противовесов обычно используются для уменьшения потерь в ближнем поле вертикальной антенны. Эти противовесы обычно довольно короткие (0.1 – 0.5λ) и не могут улучшить характеристики земли в области, где имеет место отражение под углом, близким к углу псевдо Брюстера.

Для четвертьволнового вертикала зона Френеля (зона, в которой возникает отражение) находится на расстоянии от 1λ до 2λ от антенны. Для длинных вертикалов (таких как

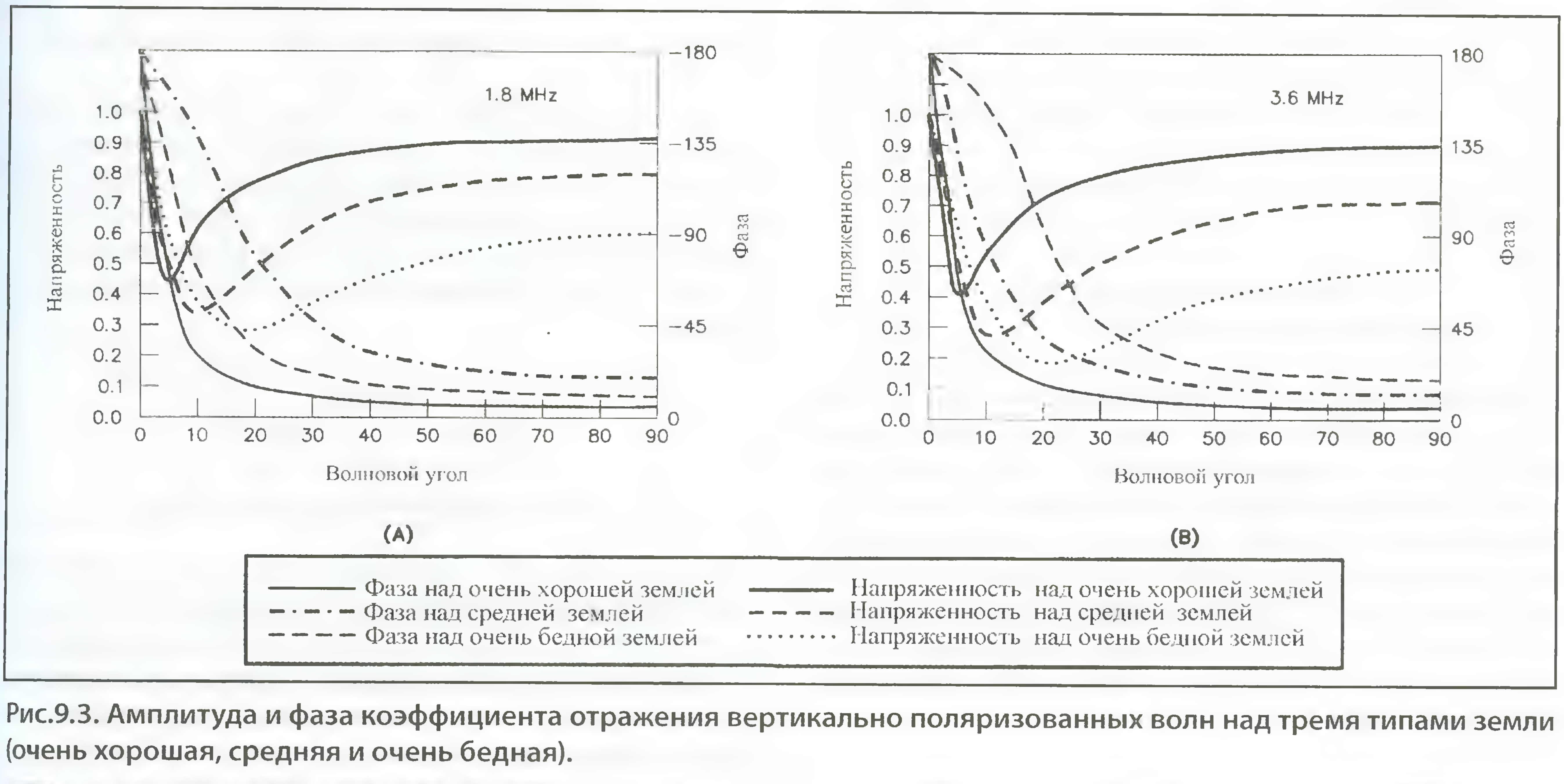


Рис.9.3. **Амплитуда и фаза коэффициента отражения вертикально поляризованных волн над тремя типами земли (очень хорошая, средняя и очень бедная).**

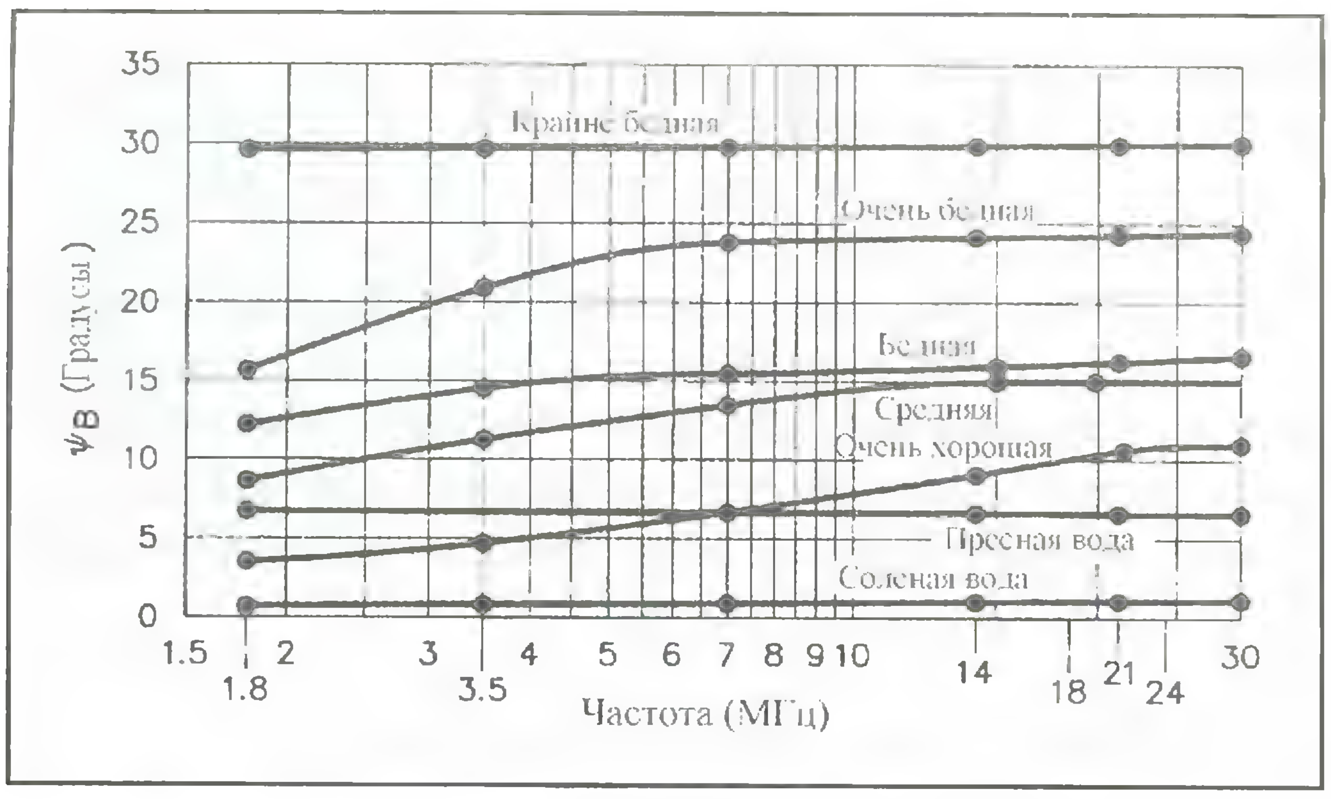


Рис.9.4. Угол псевдо Брюстера для разных типов земли. Заметим, что над соленой водой величина угла псевдо Брюстера менее 0.1° и одинакова для всех частот. Вот почему станции, расположенные на морских побережьях так хорошо работают с помощью вертикальных антенн.

полуволновый) зона Френеля растягивается до 100λ от антенны (для излучения под углами около 0.25°).

Это означает, что хорошая система противовесов (длиной в основном от ¼ λ до ½ λ) может улучшить эффективность вертикальных антенн при сборе возвратных (наводимых в земле) токов, но не влияет на излучение с точки зрения улучшения механизма отражения в зоне Френеля. Пока вы не добавите противовесы длиной 5λ в таком количестве, при котором их дальние концы будут находиться на расстоянии менее 0.5λ друг от друга. Но для большинства из нас это не применимо на практике.

В основном излучение при малых углах определяется только реальной землей вокруг вертикальной антенны в зоне Френеля.

Заключение.

Все вышесказанное говорит о том, что вертикал – не лучшая антенна для вас, если вы живете в местности с очень бедной землей. Это часто подтверждается примерами из практика. Многие первоклассные DXеры, живущие в пустыне Sonoran или в скалистой местности Западного побережья ругают вертикальные антенны для длинноволновых диапазонов. В то же время их коллеги, живущие в равнинных областях с богатой плодородной почвой или, что еще лучше, на морских побережьях с такой почвой, рьяно защищают вертикальные антенны и решетки из них.

1.1.2.6. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости.

Важно понимать, что усиление и направленность – разные понятия. Вертикальная антенна над бедной землей может давать хороший волновой угол для дальней связи, но при этом ее усиление будет очень мало. Разница в усилении при 10° для четвертьволновой вертикальной антенны над очень бедной землей по сравнению с усилением той же антенны над морской поверхностью составляет 6dB. На рис.9.5 показаны диаграммы направленности четвертьволновых вертикальных антенн над четырьмя типами реальной земли:

· Море;

· Хорошая земля;

· Средняя земля;

· Крайне бедная земля.

Все диаграммы на рис.9.5 изображены в одинаковом масштабе.

1.1.3. Диаграмма направленности вертикальных антенн в горизонтальной плоскости.

Диаграммы направленности вертикальных антенн в горизонтальной плоскости представляют собой окружность.

1.2. Сопротивление излучения монополей.

В соответствии с определением IRE, сопротивление излучения представляет собой частное от деления суммарной мощности электромагнитного излучения на ток, возбуждающий излучение.

Величина сопротивления излучения любой антенны зависит от места ее возбуждения (см. раздел 2.6 главы 6). Я обозначаю сопротивление излучения антенны в области максимального значения тока $R_{rad\,(I)}$, а сопротивление излучения антенны у ее основания $R_{rad\,(B)}$. Для вертикальных антенн, высотой больше, чем в четверть волны, это не одно и то же. Почему важно знать сопротивление излучения вертикальных антенн? Эта информация требуется для вычисления эффективности (КПД) антенны:

$$Eff = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}}$$

Сумма сопротивления излучения антенны и сопротивления потерь представляет собой активную часть входного сопротивления вертикальной антенны. Активное сопротивление (и реактивное) необходимо для разработки подходящей цепи согласования антенны и линии передачи.

На рис.9.6 показано сопротивление излучения монополей от 20° до 540° электрической длины (сопротивление излучения для области максимального тока). Сопротивление излучения вертикального монополя короче или равного четверти длины волны и возбуждаемого в основании [$R_{rad\,(I)} = R_{rad\,(B)}$] может быть рассчитано следующим образом:

$$R_{rad} = \frac{1450h^2}{\lambda^2} \quad (9\text{-}2)$$

где h – эффективная длина антенны, метры

λ – длина волны, метры (=300/ $f_{МГц}$)

Эффективная высота антенны – это высота гипотетической антенны с постоянным распределением тока по всей ее длине, причем площадь под линией распреде-

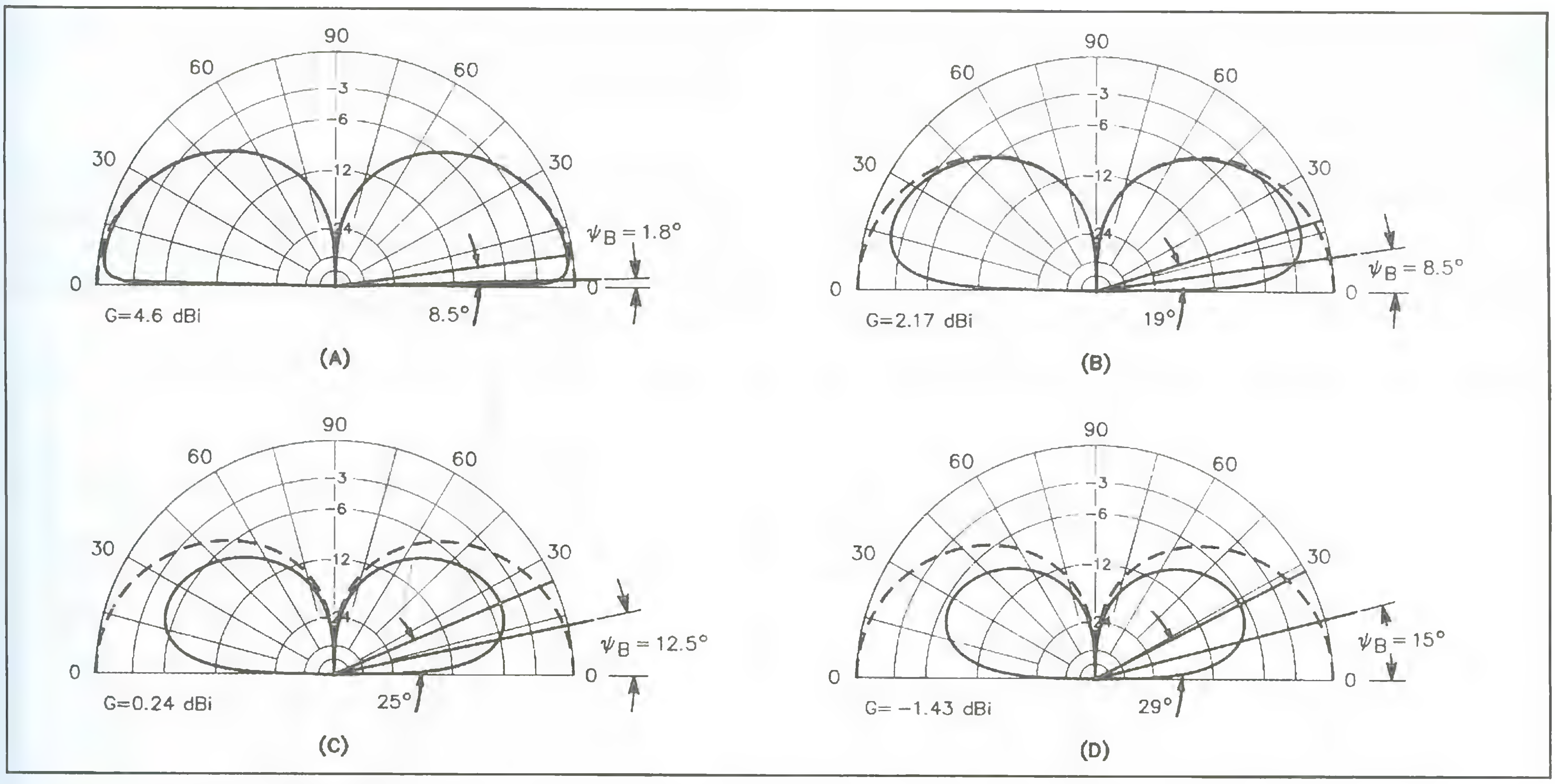


Рис.9.5. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости четвертьволновой вертикальной антенны 80 метрового диапазона над четырьмя стандартными типами земли. Антенны имеют 64 противовеса длиной 20 метров. Диаграмма направленности над идеальной землей показана на каждом графике для сравнения (прерывистая линия, усиление 5.0 dBi). Эта диаграмма позволяет нам рассчитать угол псевдо Брюстера. Все диаграммы получены при помощи программы NEC-4. Моделирование было выполнено R. Dean Straw, N6BV. A – над соленой водой. B – над очень хорошей землей. C – над средней землей. D – над очень бедной землей.

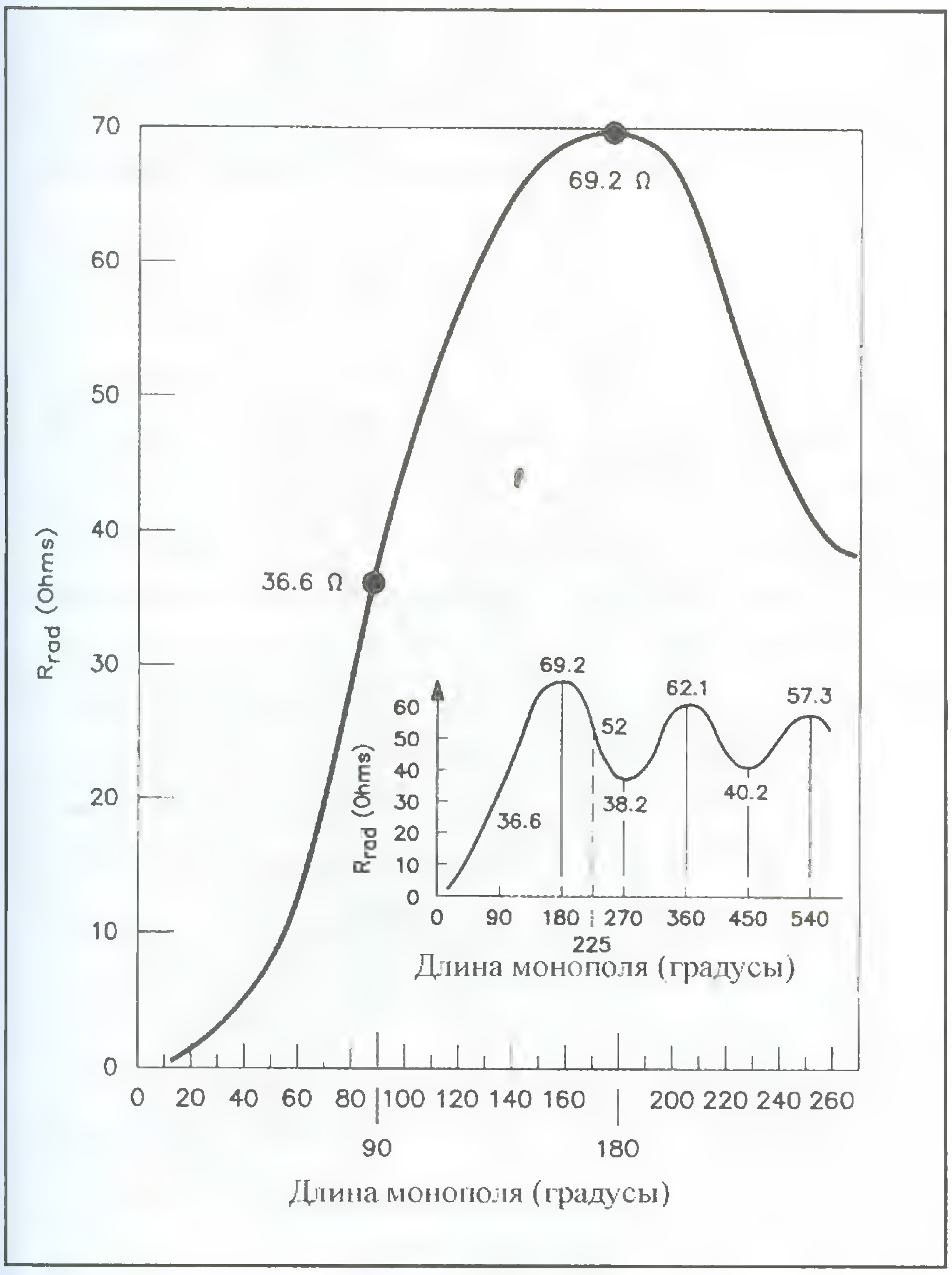


Рис.9.6. Сопротивление излучения ($R_{rad\,(I)}$ в области максимального значения тока) монополей с синусоидальным распределением тока. Графики могут быть также использованы для диполей, но при этом все значения необходимо удваивать.

ления тока в этой антенне должна быть равна площади под кривой распределения тока в реальной антенне. Эта формулировка действительна для антенн, имеющих отношение своей длины к диаметру проводника больше, чем 1:500 (типично для проволочных антенн).

Сопротивление излучения полноразмерной четвертьволновой антенны определится следующим образом:

Ток в основании антенны = 1А (задан);

Площадь под кривой синусоидального распределения тока = 1 А х 1 радиан = 1 А х 180/π = 57.3 А градус;

Эквивалентная длина = 57.3°(1 радиан);

Длина волны = 300/3.8 = 78.95м;

Эффективная высота = (78.95 х 57.3)/360= 12.56°;

$$R_{rad} = \frac{1450 \times 12.56^2}{78.95^2} = 36.6\Omega .$$

Подобным же способом могут быть рассчитаны сопротивления излучения различных типов коротких вертикальных антенн.

На рис.9.7 показаны сопротивление излучения коротких вертикальных антенн (графики действительны для диаметров антенн от 0.1 до 1°). Рис.9.8, 9.9 могут быть использованы для антенн большего диаметра.

Для телескопических вертикальных антенн было отмечено большое отклонение от приведенных графиков.

W. J. Schultz описал метод вычисления входного сопротивления телескопических вертикальных антенн [795]. Он также отметил, что вертикальные антенны с большим диаметром показывают значительно меньшее сопротивление излучения, чем стандартное 36.6 Ом. A. Doty, K8CFU, сообщил об определении значения меньше, чем 21 Ом, полученном при экспериментировании с приподнятыми противовесами [793]. Я получил подобное значение на моей четвертьволновой антенне в 160 метровом диапазоне (см. раздел 5.6). В разделе 2.1 показано, как можно вычислить сопротивление излучения различных типов коротких вертикальных антенн.

Длинные монополи чаще возбуждаются не в максимуме распределения тока, а у его основания, а у длинных антенн не равно. Сопротивление излучения для длинных антенн приведено на рис.9.8 и 9.9. [Henney, Radio Engineering Handbook, McGraw-Hill, NY, 1959.].

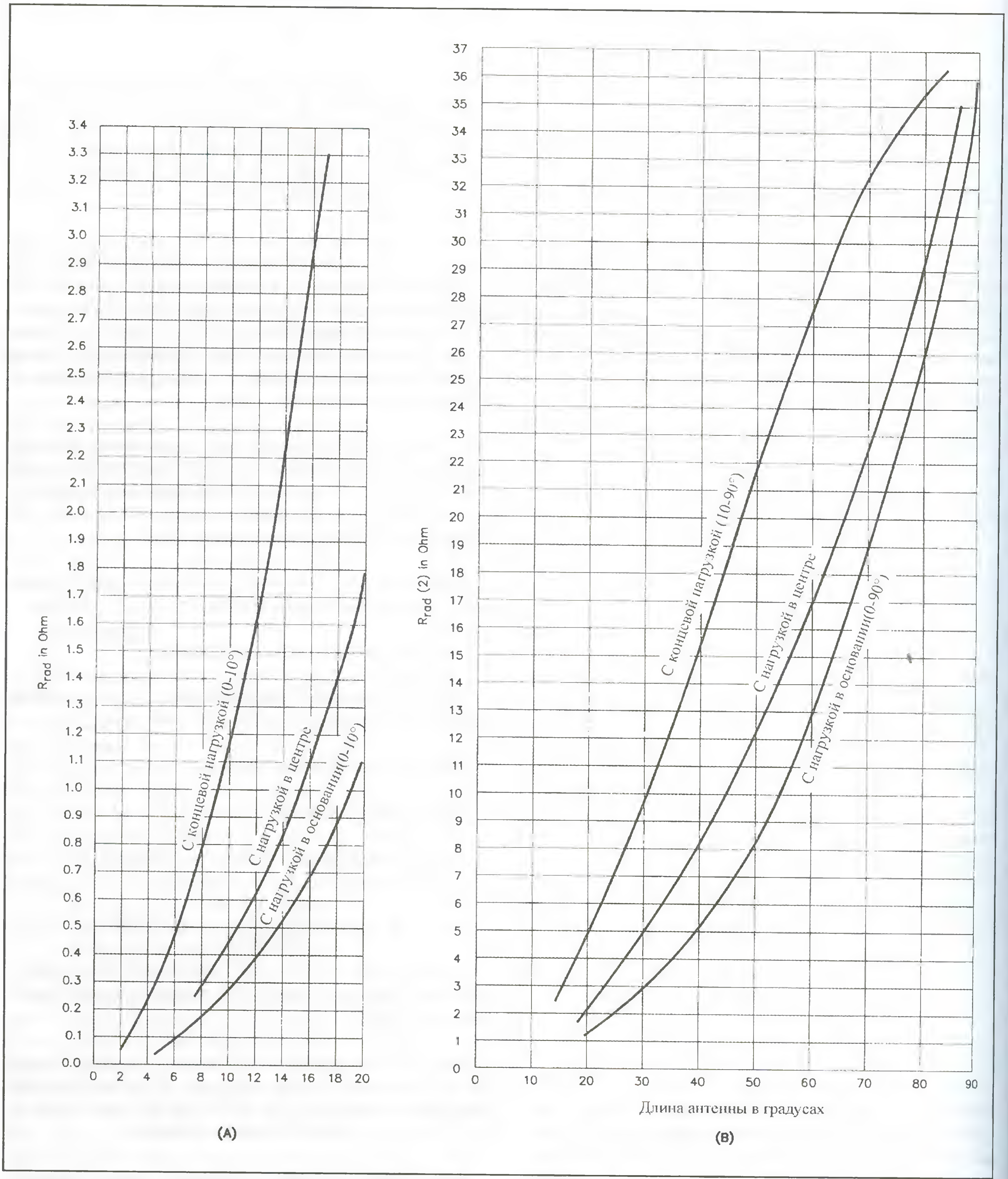


Рис.9.7. Кривые сопротивлений излучения (R_{rad}) для вертикальных антенн короче 1/4 λ (менее 90°). А – для длин короче 20°, В – для более длинных.

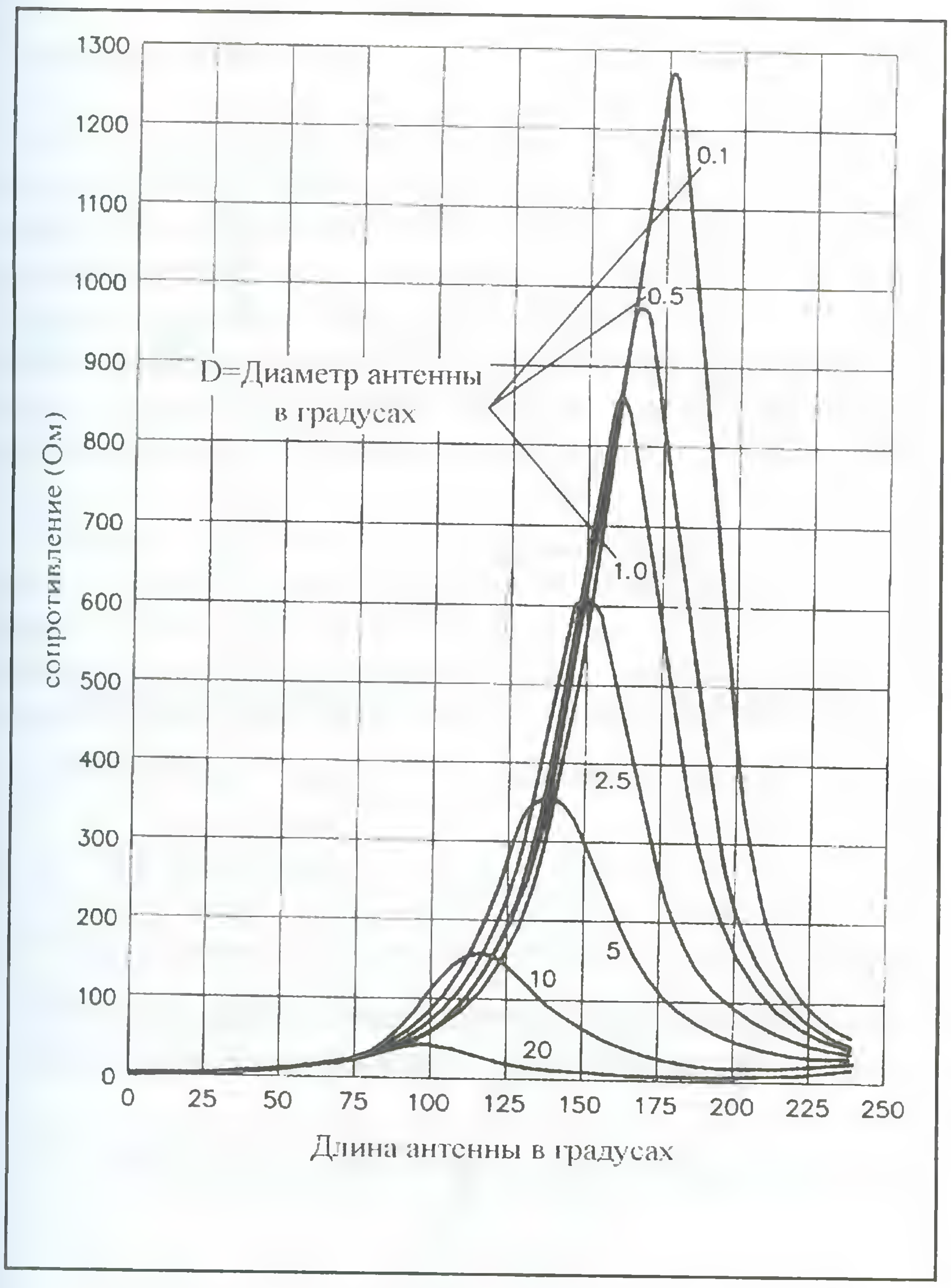


Рис.9.8. Сопротивления излучения для монополей, возбуждаемых у основания. Кривые приведены для различных диаметров проводников. Значения действительны для идеально проводящей земли.

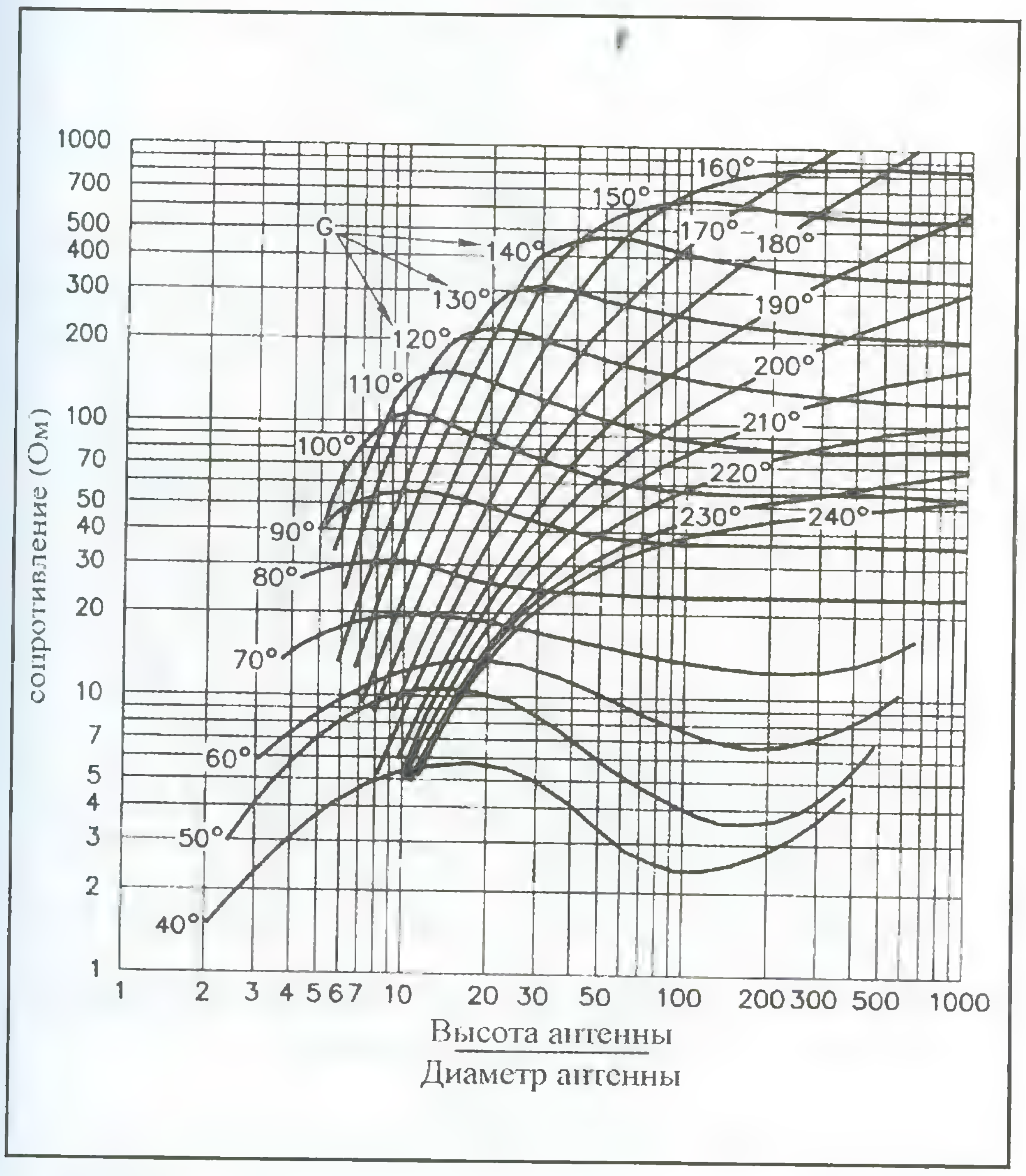


Рис.9.9. Сопротивления излучения для монополей, возбуждаемых у основания. Кривые приведены для различных отношений высоты к диаметру проводников для идеально проводящей земли.

Иллюстрация понятия $R_{rad(I)}$ приведена на рис.9.10. Значения сопротивления излучения могут быть получены из следующего выражения:

$$R_{rad(I)} = e - 0.7L + 0.1[20\sin(12.56637L - 4.08407)] + 45$$

где: e=2.71828… основание натурального логарифма;

L – длина антенны в радианах (радианы = градусы х π /180° = градусы деленные на 57.296).

Длина антенны должна быть больше, чем π/2 радиан (90°). На рис.9.10С показана антенна длиной 135° (3/8 длины волны).

Без учета потерь $R_{rad(B)} = R_{feed} \approx 300$ Ом, но величина 2R – теоретического сопротивления в области максимального значения тока – будет ниже (57 Ом). Если P1 (излучаемая мощность) = P2 (рассеиваемая мощность на сопротивлении 2R), то $R_{rad(I)} = 2R$.

Эти значения $R_{rad(I)}$ приведены на Рис.9.6, в то время как значения $R_{rad(B)}$ могут быть найдены на рис.9.8 и 9.9.

На рис.9.11 и 9.12 показано реактивное сопротивление монополей (возбуждаемых в основании) для разных длин и диаметров антенны (E.A. Laport. Radio Antenna Engineering, McGraw-Hill, NY, 1952).

1.2. Эффективность излучения монополя.

Эффективность излучения коротких вертикалов определяется выражением:

$$Eff = \frac{R_{rad}}{R_{rad(B)} + R_{loss}}$$

Для любого вертикала, длинного или короткого, возбуждаемого в основании, выражение примет вид:

$$Eff = \frac{R_{rad}}{R_{rad(B)} + R_{loss}} \quad (9.3)$$

Сопротивление потерь складывается из:

- ВЧ сопротивление проводника;
- Потерь в изоляторах;
- Потерь в нагрузках;
- Потерь в земле части наводимых токов
- Поглощения земли в ближнем поле антенны.

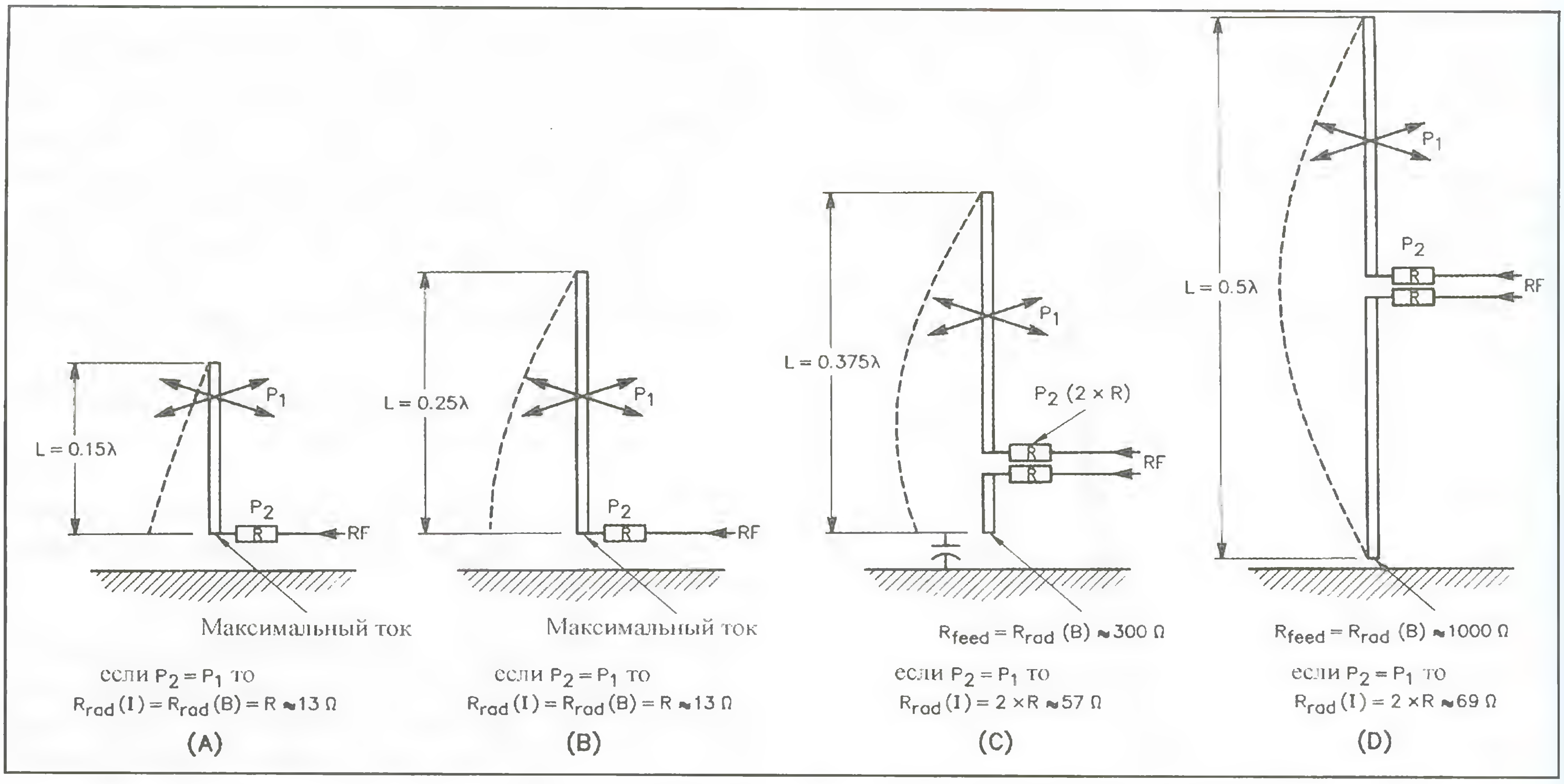

L = 0.15λ
P1
P2
R
RF
Максимальный ток
если P2 = P1 то
Rrad (I) = Rrad (B) = R ≈ 13 Ω
(A)
L = 0.25λ
P1
P2
R
RF
Максимальный ток
если P2 = P1 то
Rrad (I) = Rrad (B) = R ≈ 13 Ω
(B)
L = 0.375λ
P1
P2 (2 × R)
R
R
RF
Rfeed = Rrad (B) ≈ 300 Ω
если P2 = P1 то
Rrad (I) = 2 × R ≈ 57 Ω
(C)
L = 0.5λ
P1
P2
R
R
RF
Rfeed = Rrad (B) ≈ 1000 Ω
если P2 = P1 то
Rrad (I) = 2 × R ≈ 69 Ω
(D)

Рис.9.10. Пояснение терминологии, относящейся к понятию сопротивления излучения длинных и коротких вертикальных антенн. Детальное объяснение приводится в тексте. Входное сопротивление определено в предположении отсутствия потерь.

1.3.1. ВЧ сопротивление проводника.

Когда вертикальная антенна конструируется из большого количества секций, необходимо обеспечивать надежный электрический контакт между ними. Если это необходимо, секции можно соединять с помощью медной плетенки. Rohrbacher, DJ2NN вывел формулу для вычисления эффективного ВЧ сопротивления проводников из меди, алюминия и бронзы:

$$R_{loss} = (1+0.1L)(f^{0.125})\times (0.5+\frac{1.5}{D})\times M, \qquad (9.4)$$

где L – длина вертикальной антенны в метрах;

f - частота (МГц);

D – диаметр проводника (мм);

M – константа (M=0.945 для меди,
1 – для бронзы и 1.16 – для алюминия)

1.3.2. Потери в изоляторах.

Изоляторы в основании чаще всего находятся в области низкого сопротивления. Тем не менее, для монополей, близким к полуволновым, необходимо тщательно подбирать изоляторы хорошего качества, так как они находятся по высоким напряжением.

Для этих целей используют изоляторы военного назначения. Для антенн с низким и средним сопротивлением подойдут изоляторы из нейлона (обработанные до необходимого диаметра), хотя старая добрая бутылка из-под кока-колы прекрасно выполнит те же функции!

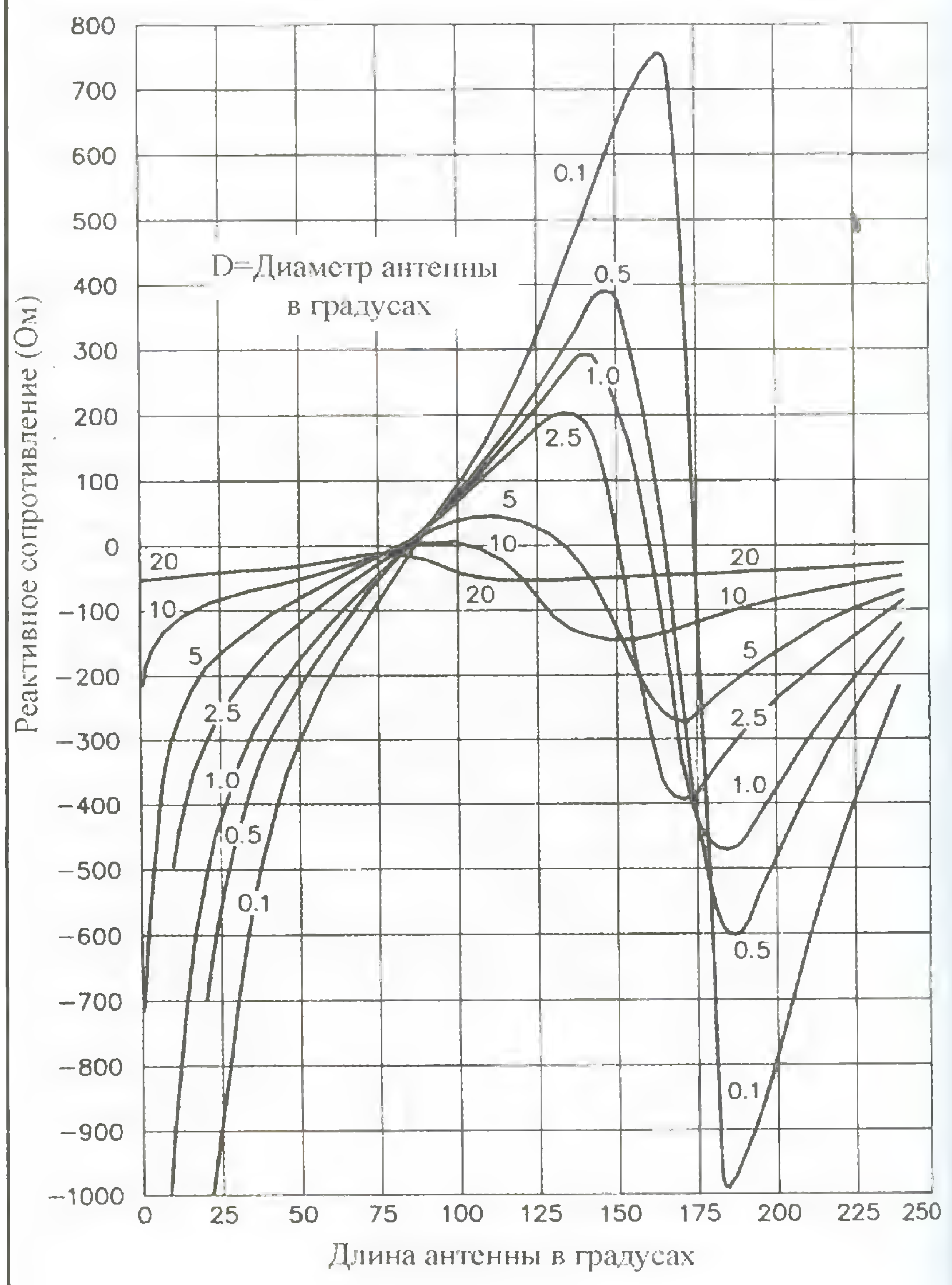


Рис.9.11. Реактивная часть входного сопротивления (над идеальной землей) для монополей с различными диаметрами.

1.3.3 Потери в земле.

КПД определяется долей мощности, излучаемой антенной, от всей подводимой к ней мощности. Эффективность определяется направлением излучения мощности. То есть, под заданным ли углом (в вертикальной плоскости) и в том ли направлении (в горизонтальной плоскости) излучается мощность? Вы можете быть очень экономными, но в то же самое время очень неэффективными. Возможно также и противоположное (стрелять по воробьям из пушки).

Системам заземления вертикальных антенн посвящено большое количество статей. Земля играет очень важную роль в определении КПД, а также в определении эффективности вертикальных антенн в двух сильно отличающихся областях: в ближней и дальней зонах.

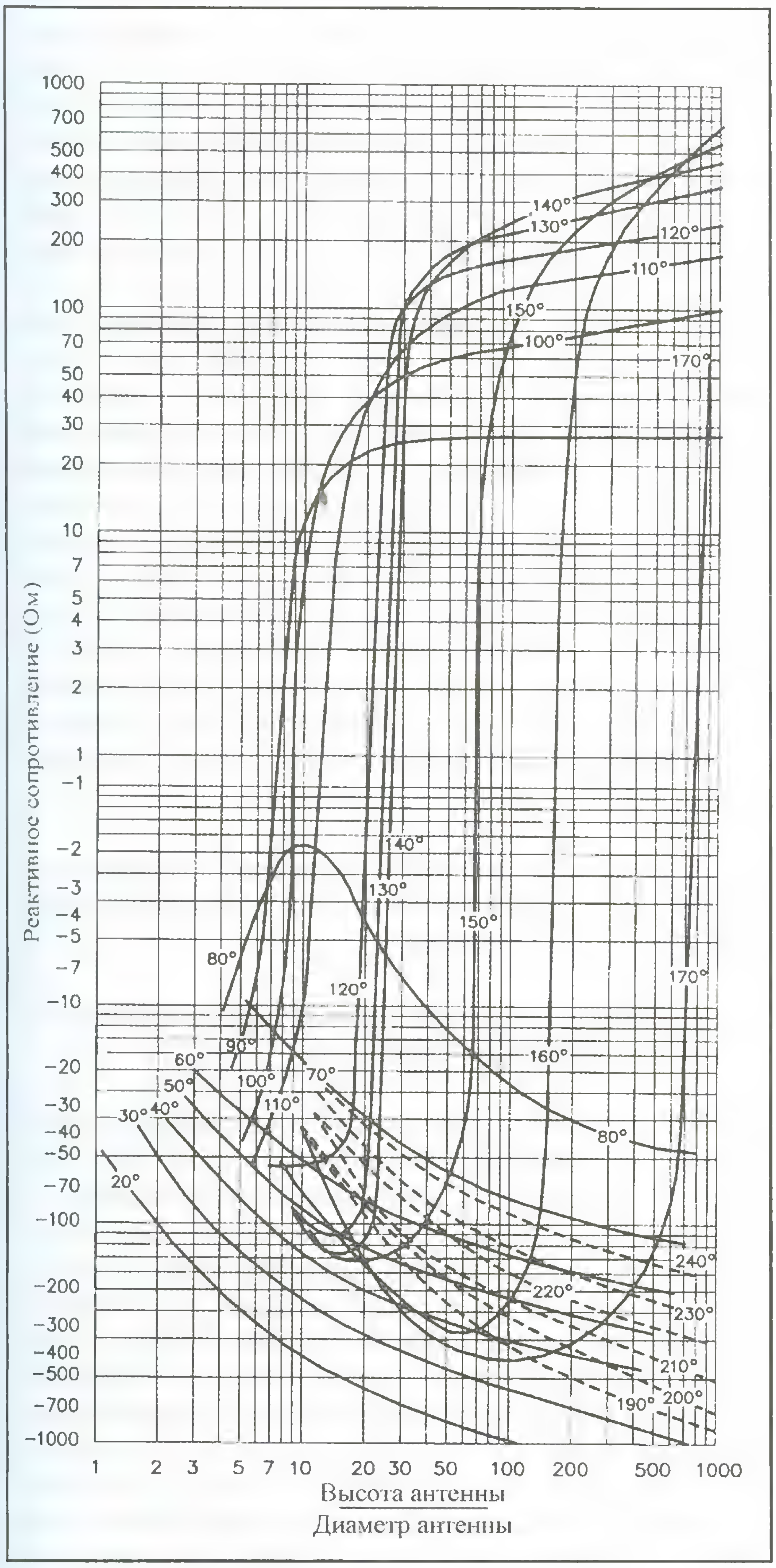


Рис.9.12. Реактивная часть входного сопротивления (над идеальной землей) для монополей с различным отношением высоты к диаметру.

В ближней зоне (влияние на КПД):

- Потери I^2R: Токи, наводимые антенной в земле, распространяются в ней и возвращаются к точке возбуждения прямо у основания антенны (см. рис.9.36). Сопротивление земли играет важную роль в протекании наводимых ВЧ токов вдоль земной поверхности, имеющей потери. Наводимые антенной токи протекают через землю, если в антенне не используются приподнятые противовесы. Эти токи вызывают потери I^2R.
- Потери поглощения: Важную роль в потерях поглощения, вызванных проникновением электромагнитной волны в землю, играют проводимость и диэлектрические свойства земли. Эти потери возникают благодаря взаимодействию энергии, запасенной в ближнем поле антенны (или ее противовесов), с окружающим пространством, имеющим потери, в частности, с землей. Потери этого типа имеют место вне зависимости от использования приподнятых противовесов.

Потери в ближней зоне являются причиной того, что КПД всегда меньше, чем 100%.

В дальней зоне (влияние на КПД и эффективность):

- Волны, излученные антенной и отраженные от земли на расстоянии нескольких длин волн от антенны, суммируются с прямыми волнами и формируют излучение под небольшими углами, наиболее интересными для дальней связи. Механизм отражения волн подобен механизму отражения света (от зеркала) и описан в разделе 1.1.2. Реальная часть коэффициента отражения определяет, какая часть отраженной волны была поглощена. Поглощенная часть ответственна за потери в зоне Френеля (КПД).
- Характеристики земли в зоне Френеля определяют также параметры излучения вертикальных антенн под небольшими углами (эффективность применения).

Влияние земли на параметры антенн в этих двух зонах рассмотрено P.H. Lee, N6PL, в его прекрасной книге Vertical Antenna Handbook [701].

В следующем разделе рассматриваются эти и другие аспекты обсуждаемого предмета.

2. Земля и система противовесов для вертикальных антенн: основы.

Антенны «граунд плейн».

Все мы знаем, что УКВ вертикальные антенны, имеющие четыре противовеса, называют «граунд плейн». Но в действительности два противовеса могут заменить четыре. Все, что необходимо для четвертьволнового излучателя, чтобы получить ВЧ землю в этой точке – четвертьволновый провод, соединенный с внешним проводником линии передачи. Вот так собираются наводимые токи в антенне. Но, если у вас только один противовес, он будет излучать горизонтальную компоненту. Ток в двух четвертьволновых противовесах, расположенных вдоль прямой линии, распределяется таким образом, что излучение противовесов практически гасится (в дальней зоне). То же самое происходит в антенне, нагруженной на конце (Т – антенна). Используя три провода (с интервалом 120°) или четыре под прямыми углами получим практически то же самое.

George Brown - мистер «120 заглубленных противовесов» - изобрел приподнятые резонансные противовесы. Он изобрел антенну типа «граунд плейн». История начинается с того, что, когда Браун впервые представил свою антенну типа «граунд плейн» с двумя противовесами, ему пришлось добавить еще два, потому что практически никто не верил в то, что антенна может излучать одинаково хорошо во всех направлениях! В случае УКВ «граунд плейн», в системе не существует бедной земли, и все возвратные токи собираются в виде токов смещения, проходящих через два, три или четыре противовеса.

Вышеприведенный случай (УКВ) сводится к тому, что нежелательное влияние реальной земли исключается путем поднятия антенны очень высоко над землей. Исключаются потери I^2R , потому что возвратные токи полностью проходят через противовесы с низкими потерями. Также отсутствуют потери из-за поглощения в ближнем поле, так как реальная земля находится на расстоянии в несколько длин волн от антенны. Далее, так как при построении диаграммы направленности в вертикальной плоскости для УКВ антенн мы не учитываем отражение от реальной земли, нас также не беспокоят потери в зоне Френеля (дальней зоне). Другими словами мы полностью исключаем влияние бедной земли.

Вертикальные антенны с системой противовесов над или под землей.

Другой подход к устранению влияния бедной земли заключается в максимальном приближении антенны к земле, превратив ее чудесным образом в отличный проводник. Вот что мы пытаемся сделать в случае с заземленными вертикальными антеннами.

Мы опускаем противовесы для того, чтобы улучшить проводимость земли и как можно сильнее уменьшить потери I^2R. Механизм нам хорошо известен. Мы также можем измерить влияние этого механизма на излучение: мы знаем, что по мере увеличения длины и количества противовесов, входное сопротивление снижается, а если число длинных противовесов достаточно велико (например, 120 противовесов длиной 0.5λ) мы сможем достичь сопротивления излучения вертикальной антенны. В худшем случае, когда для улучшения проводимости земли не принимается никаких мер, в четвертьволновой антенне возникнут потери от 5 до 10 dB, а если антенна короткая, потери будут намного больше.

Другой механизм – поглощение в земле – не так известен радиолюбителям. В частности из-за того, что мы не можем напрямую измерить его влияние на излучение (см. также раздел 2.4) в отличие от случая с потерями I^2R. Но, тем не менее, это влияние присутствует, и может привести к потерям сигнала от 3 до 6 dB, если его не контролировать. В случае с очень высокой антенной типа «граунд плейн» мы управляем ситуацией путем перемещения ближнего поля антенны дальше от земли. В случае с вертикальной антенной, основание которой находится недалеко от земли (приблизительно на расстоянии не более 3/8λ) или на земле, мы можем контролировать ситуацию только путем экранирования земли от ближнего поля антенны. Это значит, что в случае с заглубленными (или наземными) противовесами их количество и длина должны быть такими, чтобы земля под антенной была для нее невидимой. Экспериментально установлено, что для четвертьволнового вертикала это означает, что необходимо использовать противовесы длиной как минимум ¼ λ, а их количество должно быть таким, чтобы расстояние между их кончиками было не более, чем 0.015λ (1.2 м для 80 метров и 2.4 м для 160 метров). Это означает, что нам необходимо приблизительно 100 противовесов чтобы этого достичь. С половиной противовесов мы получим дополнительные потери 0.5 dB из-за поглощения ближнего поля, вызванного просачиванием высокочастотного поля через несовершенный экран.

В действительности, контроль потерь I^2R также означает контроль потерь в ближнем поле при использовании заглубленных противовесов.

Вертикальные антенны с приподнятой над землей системой противовесов.

В некоторых случаях сложно или невозможно создать наземную систему противовесов, чаще всего из-за особенностей местности. В этом случае альтернативой служит система противовесов, едва приподнятых над землей. Встает вопрос: каким образом контролировать эту альтернативу и насколько она хороша? Если длина противовеса небольшая (обычно менее 0.1 λ) мы должны обратить внимание на два аспекта ближнего поля антенны: эффективность сбора возвратных токов и потери из-за поглощения в реальной земле.

Очевидно, что если приподнять практически идеальную наземную систему противовесов (от 50 до 100 четвертьволновых противовесов), то мы получим также практически идеальную приподнятую над землей систему противовесов. Экранирующий эффект, определенный как очень хороший для противовесов, лежащих на земле, будет несомненно более, чем хороший, если система будет приподнята над землей. То, что эффективность экранирования такой плотной системы противовесов близка к 100%, было доказано Phil Clemens, K5PC, сообщившего в Интернете, что при опускании приподнятой системы противовесов (120 приподнятых противовесов) радиовещательного передатчика в г. Спокан (штат Вашингтон), он едва слышал сигнал передатчика на портативном приемнике. Возникает вопрос: Действительно ли нам необходимо такое огромное количество приподнятых противовесов или мы сможем обойтись меньшим количеством? Этот вопрос детально обсуждается в разделе этой главы, посвященном приподнятым противовесам.

Если заниматься токами, наводимыми антенной (возвратными токами), то ясно, что может быть использована простая система противовесов (в простейшем случае единственный противовес), что доказано многолетним использованием антенн «граунд плейн» в УКВ диапазоне. Единственная проблема здесь – это возможное излучение таких противовесов в дальнюю зону, которое может нарушить диаграмму направленности антенны. Это обсуждается в разделе этой главы, посвященной приподнятым противовесам.

2.1. Закопанные противовесы.

Первая оригинальная работа по закопанным противовесам датируется 1937 годом [810]. Эта классическая работа послужила основанием для неизменных требований, согласно которым радиовещательные антенны должны иметь, по крайней мере 120 противовесов, каждый длиной λ.

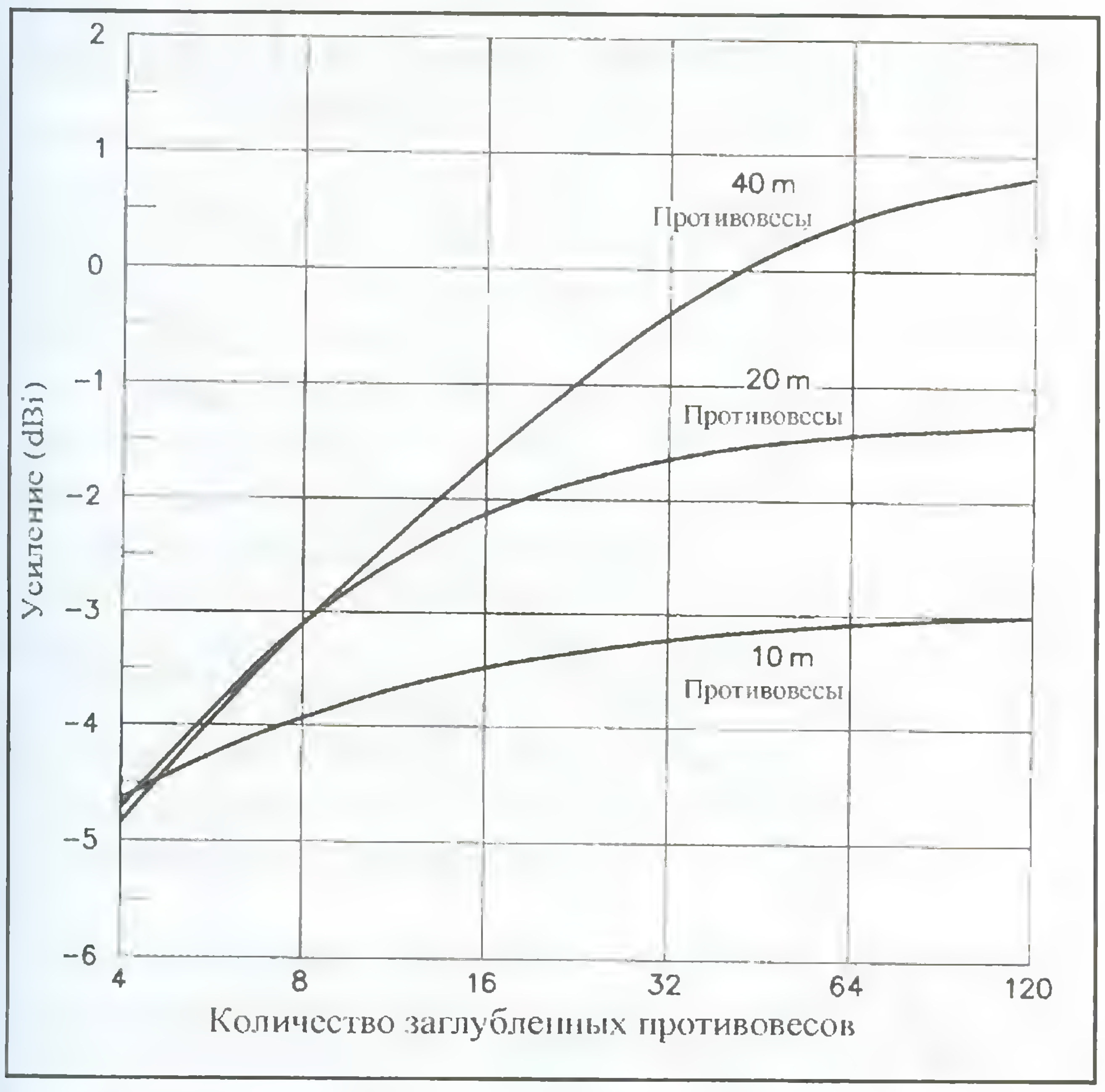


Рис.9.13. Усиление 0.25 λ длиной 80 метрового вертикального излучателя над очень бедной землей в виде функции от длины противовесов и их количества. При коротких противовесах не стоит выбирать их число больше 16. При длине противовесов 20 м вы не достигните максимально возможного усиления всего на 0.5 dB при числе противовесов 32. Максимальное усиление для противовесов длиной 0.5 λ (40 м) достигается при их числе равном 120.

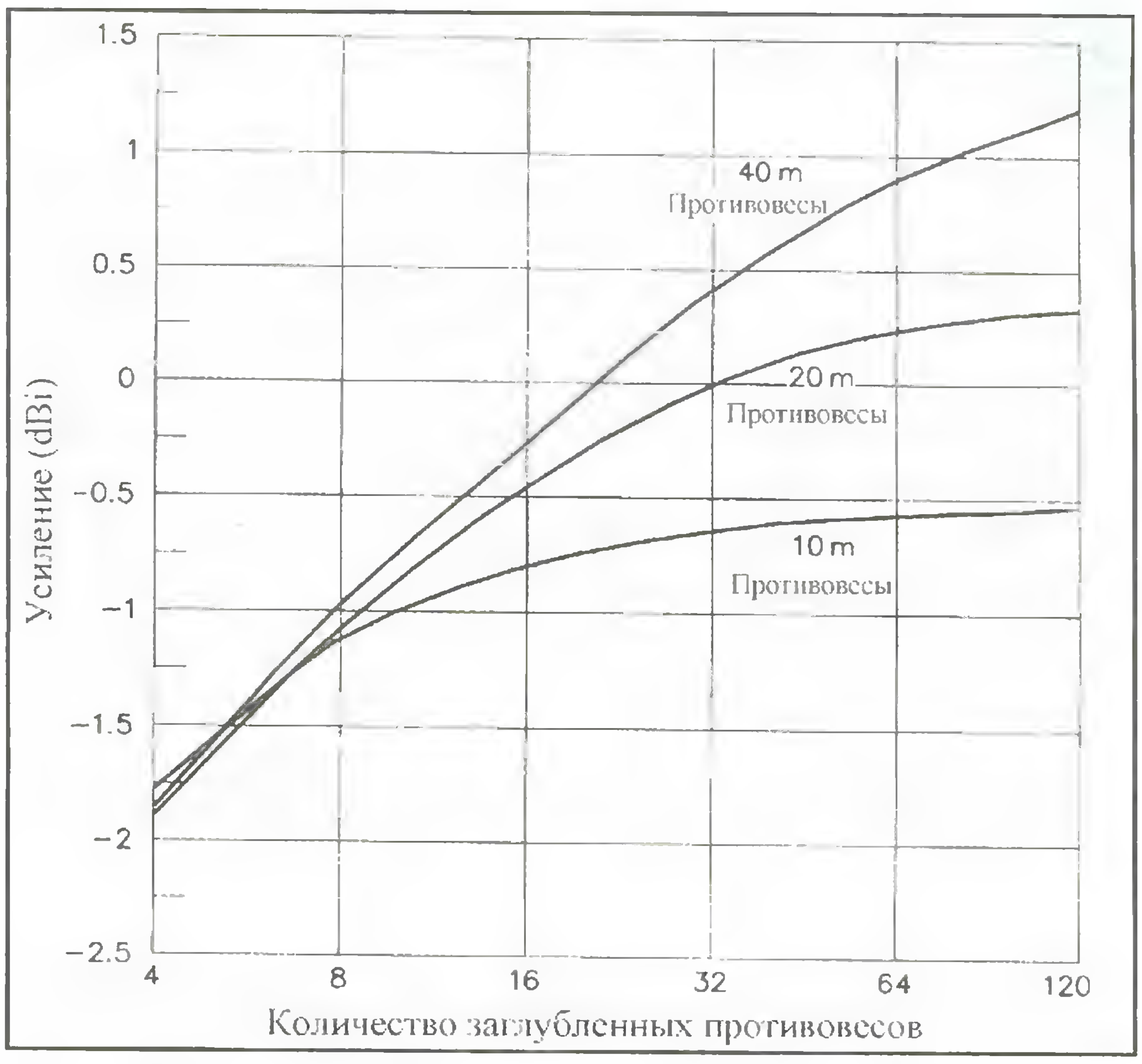


Рис.9.14. Усиление 0.25 λ длиной 80 метрового вертикального излучателя над средней землей в виде функции от длины противовесов и их количества.

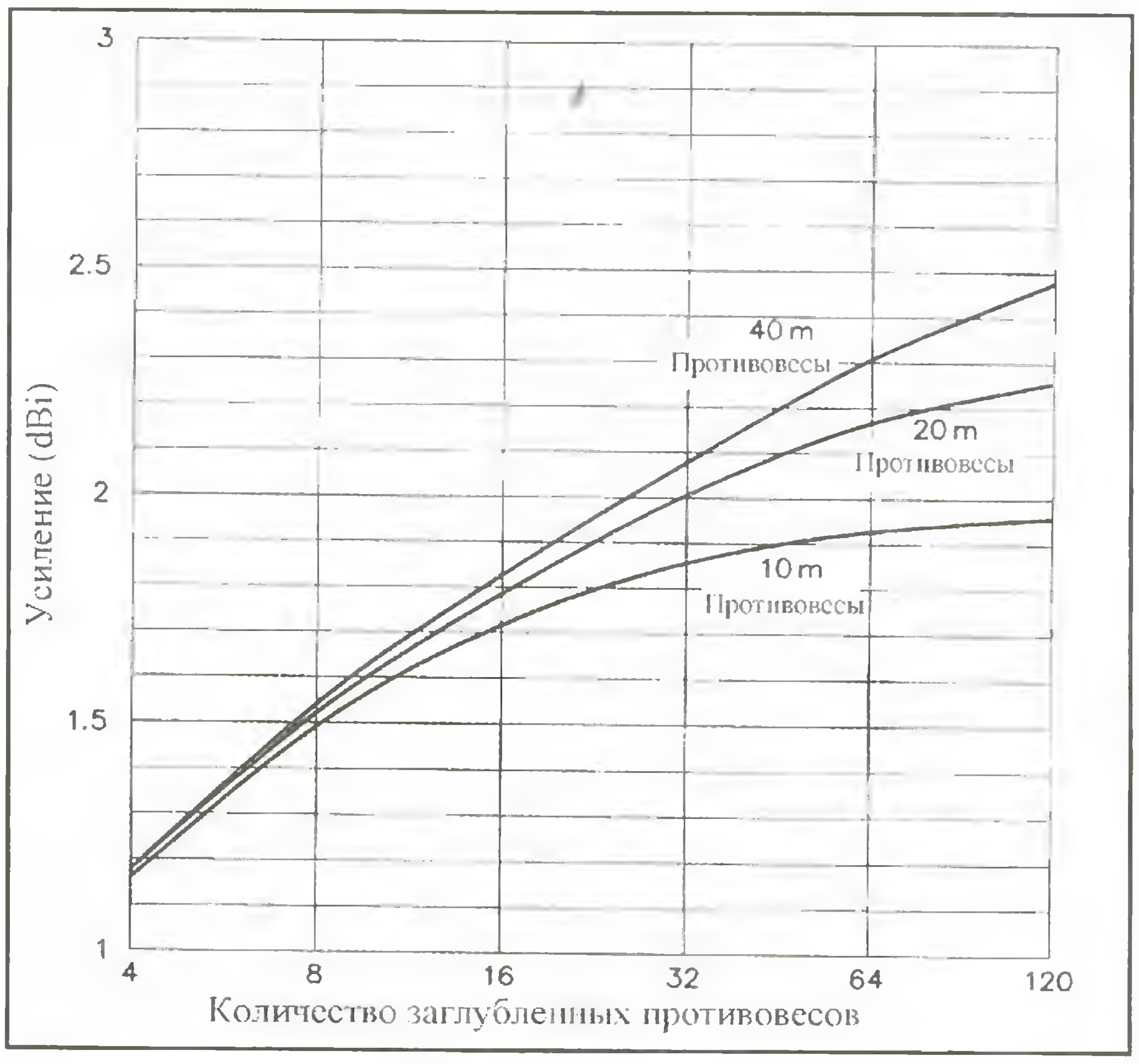


Рис.9.15. Усиление 0.25 λ длиной 80 метрового вертикального излучателя над очень хорошей землей в виде функции от длины противовесов и их количества.

2.1.1. Эффективность излучения ближнего поля.

Потери I^2R могут быть определены при помощи измерения входного сопротивления четвертьволновой вертикальной антенны. Этот эксперимент выполняли многие. В таблице 9.1 приведены эквивалентные сопротивления потерь, которые были определены вычитанием сопротивления излучения из измеренного сопротивления.

2.1.2. Моделирование закопанных противовесов.

Программы моделирования антенн, основанные на NEC-3 или более поздних версиях, могут моделировать закопанные противовесы.

Таблица 9.1. Equivalent Resistance of Buried Radial Systems.

Radial Lenght (λ)	Numbers of Radius				
	2	15	30	60	120
0.15	28.6	15.3	14.8	11.6	11.6
0.20	28.4	15.3	13.4	9.1	9.1
0.25	28.1	15.1	12.2	7.9	6.9
0.30	27.7	14.5	10.7	6.6	5.2
0.35	27.5	13.9	9.8	5.6	2.8
0.40	27.0	13.1	7.2	5.2	0.1

The values of the body of this table are in ohms, and are valid for «good» ground.

Эти программы определяют как I^2R потери, так и потери поглощения в ближней зоне, а также любые эффекты в дальней зоне, если они имеют место. R. Dean Straw, N6BV, выполнил для меня множество расчетов, используя NEC-4 (NEC-4 не доступен для не граждан США). Отдельные вычисления были выполнены для 80 и 160 метров. При расчетах использовались четвертьволновые излучатели и противовесы, закопанные на глубину 5см, а также следующие параметры:

- Земля: очень бедная, средняя, очень хорошая;
- Длина противовесов: 10, 20 и 40 м (для 80 метров), 10, 40, 80 м (для 160 метров);
- Число противовесов: 4,8, 16, 32, 64, и 120.

При расчетах определялось усиление, угол максимального излучения и угол псевдо Брюстера.

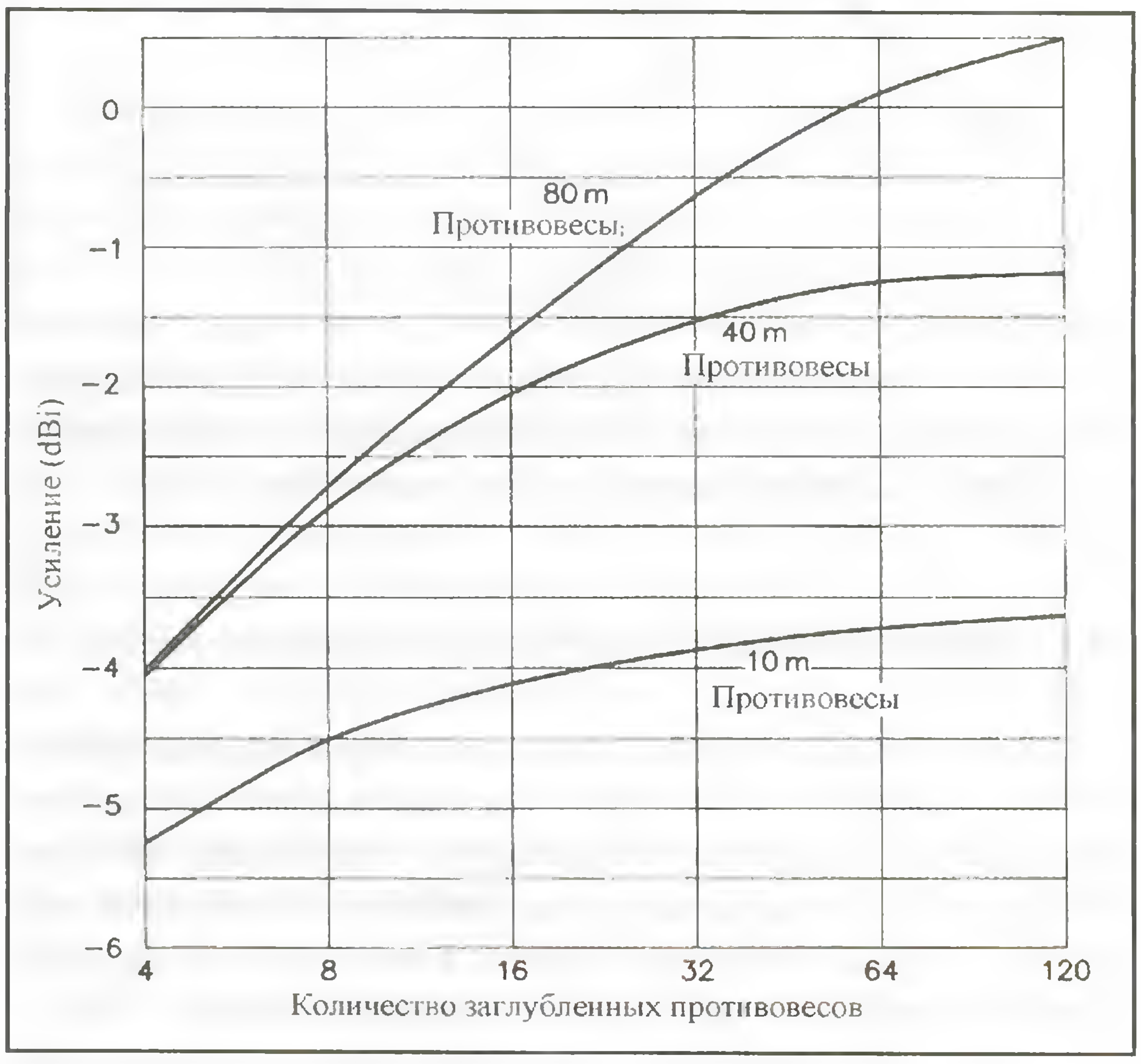


Рис.9.16. Усиление 0.25 λ длиной 160 метрового вертикального излучателя над очень бедной землей в виде функции от длины противовесов и их количества. Заметим, что противовесы длиной 10 м уже не имеют серьезного значения, так как они слишком коротки для 160 метров.

Хотя обычно мы говорим о ¼ λ закопанных противовесах, они ни в коем случае не должны быть равны резонансной (¼) длины. Проводник резонансный (¼ λ) над землей, в земле уже не резонансный – не только в земле, но даже вблизи нее. Физическая длина резонансного (¼ λ) проводника в земле составляет приблизительно 0.14 λ (точное значение длины зависит от характеристики земли и высоты над нею). Четвертьволновыми противовесами, имея ввиду закопанные противовесы, являются провода, мерная длина которых ¼ λ над землей (обычно 20 м для 80 метров и 40 метров для 160 метров).

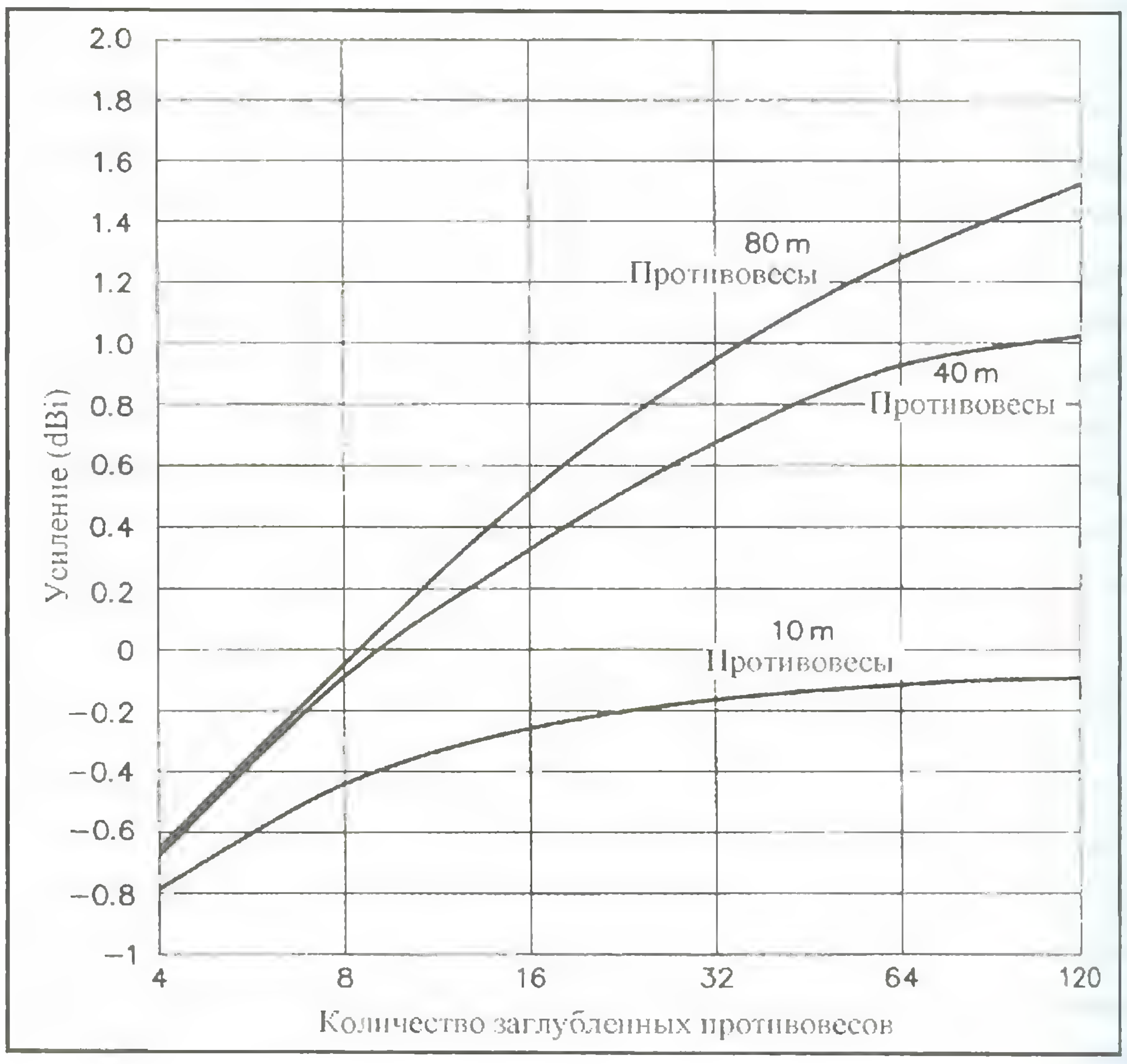


Рис.9.17. Усиление 0.25 λ длиной 160 метрового вертикального излучателя над средней землей в виде функции от длины противовесов и их количества.

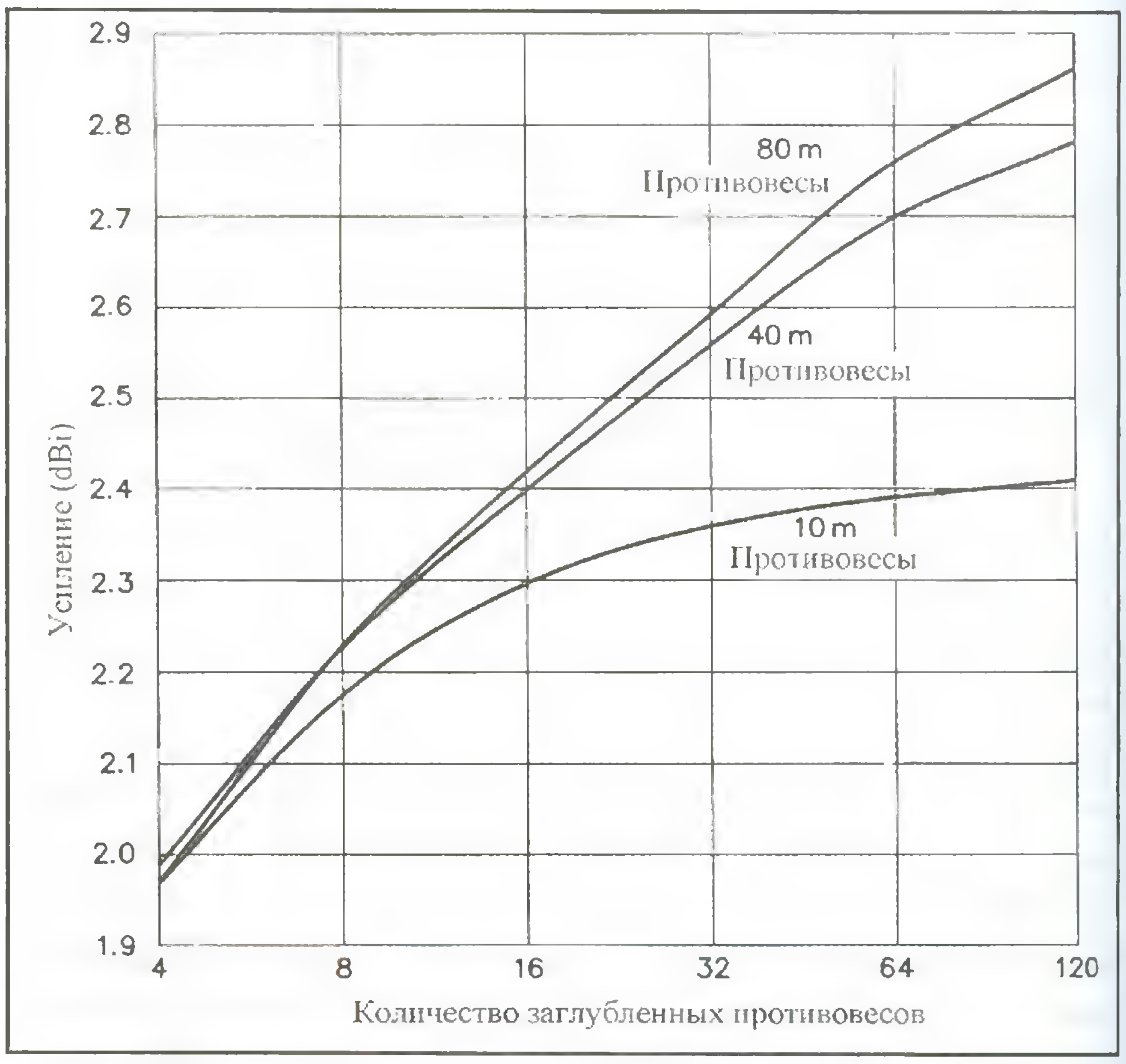


Рис.9.18. Усиление 0.25 λ длиной 160 метрового вертикального излучателя над очень хорошей землей в виде функции от длины противовесов и их количества. Использование противовесов длиной 0.5 λ над очень хорошей землей расточительно.

На рис.9.13 - 9.18 приведены усиления рассчитанных моделей антенн. Углы максимального излучения, также как и угол Брюстера, практически не зависят от системы противовесов в ближней зоне. Их значения перечислены в таблице 9.2.

Таблица 9.2. Wave Angle and Pseudo-Brewster Angle for Ground-Mounted Vertical Antennas over Different Grounds.

Band/Ground Type	Wave Angle	Pseudo-Brewster Angle
80 meters		
Very Poor Ground	29°	15.5°
Average Ground	25°	12.5°
Very Good Ground	17°	7.0°
Sea Water	8.5°	1.8°
160 meters		
Very Poor Ground	28°	14.5°
Average Ground	23°	11°
Very Good Ground	19.5°	8.5°
Sea Water	8.5°	7.0°

The wave angle and the pseudo-Brewster angle are essentially independet of the radial system used, unless the radials are several wavelenghths long.

Из результатов моделирования антенн над очень бедной землей с четырьмя закопанными противовесами видно, что усиление незначительно больше для противовесов длиной 10 м, чем для противовесов 20 м или даже 40 м (разница в усилении 0.7 dB достаточно солидна). Бывает, что резонансная длина ¼ λ противовесов в такой земле составляет 15 м (и не равна 20 м, как должно быть в воздухе). В случае небольшого числа противовесов вряд ли существует какой либо экранирующий эффект и токи, наводимые антенной (возвратные токи) протекают через землю, имеющую высокие потери и сопротивление, а также и через небольшое число противовесов. Возникают две параллельные цепи протекания тока, цепь с низким сопротивлением (противовесы) и цепь с высоким сопротивлением (земля). Если противовесы выполнены резонансными, их сопротивление в точке возбуждения антенны мало, следовательно, в основном наводимые токи будут протекать через небольшое число противовесов. Если сопротивление большое, (такое, как при противовесах длиной 20 м или 40 м), то существенная часть наводимых токов протекает через землю.

То же явление существует в минимальной степени и над средней землей, но полностью исчезает над хорошей землей. Эти наблюдения подтверждают механизм, который породил появление этой аномалии. Все вышесказанное не имеет практической значимости, поскольку четыре противовеса абсолютно недостаточно для любого типа земли, исключая случай морской поверхности.

Мы также моделировали противовесы в морской воде. Как и ожидалось, один противовес с тем же успехом заменит любое их количество. По сути, мы соединяем основание вертикальной антенны с почти идеальным проводником (и экраном), каким является поверхность моря.

Ранее Brian Edward, N2MF, моделировал влияние закопанных противовесов [816], и обнаружил, что для заданного числа противовесов существует их соответствующая длина, при увеличении сверх которой заметного увеличения эффективности не происходит. Это очень хорошо соответствует тому, что мы наблюдаем на рис.9.13 и 9.18. Brian обнаружил, что эта длина (возможно, в первом приближении) почти не зависит от свойств земли. Это говорит о том, что экранирующий эффект более важен, чем влияние потерь возвратных токов I^2R. На самом деле, эффективность экрана зависит только от его формы (геометрии), а не от качества земли под антенной. В таблице 9.3 приведена зависимость оптимальных значений длины противовесов от их количества.

Таблица 9.2. Optinum Length Versus Number of Radials.

Number of Radials	Optinum Length (λ)
4	0.10
12	0.15
24	0.25
48	0.35
96	0.45
120	0.50

This table considers only the effect of providing a low-loss return path for the antenna curent (near filed). It does not consider ground losses in the far field, which determine the very low-angle radiation propores of the antenna.

Заключение.

Результат моделирования вертикальной антенны с заглубленными противовесами с помощью NEC-4 кажется мне слишком оптимистичным и отличается от результатов, полученных в реальных условиях.

Возьмем, например, 80-ти метровую вертикальную антенну над обычной землей. Увеличение количества 20 метровых противовесов от 8 до 120 даст прирост усиления всего лишь в 1.4 dB при расчете с помощью программы. Я думаю, что в действительности эта цифра будет больше. А над очень хорошей землей эта разница составит всего лишь 0.7 dB!

Существуют документальные источники, подтверждающие неспособность NEC-4 правильно производить расчет для очень низких антенн. В данном случае проблемы связаны с потерями в ближнем поле антенны (см. Раздел 2.2.2). Возможно, именно эти ограничения в NEC-4 приводят к положительному результату при расчете антенн с заглубленными противовесами. Время покажет.

Без всякого сомнения, NEC не остановится в развитии и, со временем, покажет результаты, которым можно будет смело доверять.

2.1.3. Количество и длина заглубленных противовесов.

N7CL вывел очень простое и мудрое правило: противовесы необходимо размещать таким образом, чтобы их концы находились на расстоянии не более 0.015 λ (≈ 1.3 м для 80 метров и ≈ 2.5 м для 160) друг от друга.

Применение этого правила по отношению к четвертьволновому противовесу позволит вам использовать около 104 противовесов. Полученная окружность радиусом 0.25λ будет иметь длину, равную 2 x π x 0.25 = 1.57λ. То есть, на этой окружности, на расстоянии 0.015λ друг от друга можно разместить 1.57/0,015 = 104 противовеса. С такой конфигурацией вы не дотянете до максимума усиления всего на 0.1 dB. Если расстояние между противовесами будет 0.03λ, потери составят 0.5 dB (все это относится к условиям средней и хорошей земли).

Если длина противовеса равна 1/8 λ, то на окружности можно разместить 52 противовеса такой длины на расстоянии 0.03λ друг от друга. Также, использовав только половину этого количества, вы потеряете около 0.5 dB усиления.

Применим на практике это простое правило:

Пример 1.

Допустим, размер вашего участка земли 20 20м и вы хотите установить систему противовесов для 80 и 160 метрового диапазона. В таком случае необходимо действовать в следующей последовательности:

1. Очертите окружность, в которой можно разместить ваш участок земли. Если размер участка составляет 20 x 20м, радиус окружности будет равен

$$\sqrt{20^2/2} \approx 14м.$$

2. На каждой из сторон вашего участка, длиной 20м, разместите концы противовесов на расстоянии 1.3м друг от друга. Количество противовесов будет равно 16. Самый длинный будет равен 14м, самый короткий – 10м. Средняя длина противовеса составит 12м.

Мечта QTH VE1JF. Вид на Атлантический океан в направлении Европы. Четырехэлементная квадратная антенная решетка на 80 метров с системой приподнятых противовесов, расположенная прямо над обрывом, в зоне Френеля которой находится море.

Таким образом, вы установите 16 (противовесы) x 4 (стороны) x 14м (средняя длина) = 896 метровую проводящую систему, состоящую из 64 противовесов. Используя систему противовесов, состоящую из 32 беспорядочно расположенных противовесов, в которой задействовано «всего лишь» 450 м провода, вы потеряете около 0.5 dB усиления.

Пример 2.

У вас в наличии имеется около 500 м провода, но нет проблем с площадью. Какова должна быть длина противовесов и их количество для 80 и 160 метров?

Количество противовесов можно рассчитать по следующей формуле:

$$N = \frac{\sqrt{2\times\pi\times L}}{A},$$

где N - количество противовесов,

L – общая длина провода,

A – расстояние между концами противовесов (1.3 м для 80 метров, 2.5 м или в два раза больше, если допускается потеря 0.5 dB – для 160)

В этом примере L=500м, A = 1.3м, следовательно:

$$N = \frac{\sqrt{2\times\pi\times500}}{1.3} = 43$$

Battle Creek Special, которая сделала Heard Island доступным на 160 метрах для более чем 1000 станций. Ghis, ON5NT, не держит антенну, она способна стоять самостоятельно. Антенна расположена на берегу океана, на вымоченном в соленой воде вулканическом пепле.

Каждый противовес будет иметь длину, равную
500/43 = 11.6м.

При А = 2.6м, вы будете иметь дело с 22 противовесами длиной 18м каждый. Но, тем не менее, в первом случае потери будут немного меньше.

В общем, при заданной длине провода, использование как можно большего количества коротких противовесов при условии, что их концы будут расположены на расстоянии не менее 0.015λ друг от друга выгоднее, чем использование меньшего числа более длинных противовесов.

Пример 3.

Сколько провода потребуется для изготовления системы противовесов (для четвертьволнового вертикала), допускающей потери усиления 0.1 dB? 0.5 dB?

Ответ на первый вопрос: 104 противовеса длиной 0.25λ. Общая длина провода для 80 метров составит 2080м (для 160м – 4000метров). С 52 противовесами длинной 0.25λ вы не дотянете до максимума на 0.5 dB. Это значит, что для 80 метров потребуется 1000 м провода, для 160 метров – 2000м.

Пример 4.

Сколько потребуется противовесов длиной 15м и какова общая длина провода, если противовесы расположить равномерно во всех направлениях?

Длина окружности, радиусом 15м равна 2 x π x 15 =94.2 м. Если расположить противовесы на расстоянии 1.3 метра друг от друга, их количество будет равно 94.2/1.3 = 72. В целом будет использовано 72 x 15 = 1080м провода. Использование более 72 противовесов не имеет смысла.

2.1.4. Противовесы длиной 2λ и дальняя зона антенны.

Все происходящее в ближнем поле антенны определяет суммарную напряженность поля. Противовесы, экраны, потери I^2R оказывают незначительное влияние на диаграмму направленности вертикальной антенны (за исключением, может быть, излучения под очень большими углами, которое в данный момент нас не интересует). В основном, любой метод улучшения проводимости земли в ближнем поле (до ¼ λ от основания четвертьволновой вертикальной антенны) увеличивает излучение антенны, не изменяя формы диаграммы направленности.

Характеристики земли в дальней зоне оказывают большое влияние на излучение вертикальных антенн под малыми углами. Для четвертьволновых антенн поверхность, где происходит отражение, начинается на расстоянии 1λ от антенны и продолжается на расстоянии нескольких длин волн.

Для сбора наводимых токов и экранирования ближнего поля антенны нет смысла использовать противовесы, длиннее ¼λ. Используя 104 таких противовеса, вы не дотянете до максимально возможного теоретического уровня усиления всего на 0.1 dB. Правило Брауна (120 противовесов, длиной 0.4λ) позволяет приблизиться к максимуму усиления менее, чем на 0.1 dB.

Если вы хотите оказать влияние на дальнюю зону антенны и уменьшить угол излучения или снизить потери отражения, то необходимо использовать противовесы длиной 2λ. Тем не менее, и в этом случае, для того, чтобы экранирование было эффективным, то же самое правило требует, чтобы концы проводов находились на расстоянии не более 0.015λ друг от друга, даже при длине противовесов 2λ.

Это значит, что нам понадобится (2λ x 2 x π)/0.15λ противовесов, длиной 2λ каждый, что для 160м означает более 27 км провода. В то же время вам понадобится площадь 660 x 660м (43 гектара!) для того, чтобы установить такую систему противовесов!! Немного непрактично, не правда ли?

Единственно возможным на практике способом воздействия на эффективность отражения в дальней зоне антенны является установка антенны над соленой водой (в середине соленого озера или над морем). В этом случае максимальный угол излучения будет находиться между 5 и 10°, а угол псевдо Брюстера будет менее 2°! Диаграмма в вертикальной плоскости становится очень узкой, от 1 до 40° по уровню 3dB. Все это происходит благодаря прекрасной проводимости соленой воды.

Tom Bevenham, DU7CC (также SM6CNS) заявил:
«На моем пляже, расположенном на Cebu Island, я использую вертикальную антенну, установленную в соленой воде. Когда высокий прилив, вода подходит прямо под радиорубку. В верхней части диапазона я использую петлевой монополь, прикрепленный к 105 – футовому бамбуковому шесту. Эта антенна – настоящий чемпион. Я практически не использую наземную систему, только несколько сотен футов старого, провода, проложенного на дне моря. В другом месте, менее чем в половине мили от пляжа, та же самая антенна с заземляющими противовесами не работает вообще».

Конечно, мы все знаем о том, насколько хорошо работают вертикальные антенны над морской поверхностью и помним историю с Heard Island (VK0IR), например. Battle Creek Special (см. Раздел 6.7) была установлена прямо в соленой воде.

2.1.5. Стержневые заземлители.

Стержневые заземлители необходимы для того, чтобы обеспечить хорошее заземление, необходимое для защиты системы от молнии, но они вносят очень небольшой вклад в ВЧ заземление. Стержневой заземлитель в редких случаях создает ВЧ заземление. Однако, никогда не помешает тщательно заземлить ваши вертикальные антенны и вышки. В случае, если используется последовательное возбуждение (изолированное основание) вертикальной антенны, установка грозового разрядника с хорошей проводимостью – также неплохая идея. Вдобавок, можно установить сопротивление от 10 до 100 кОм или ВЧ дроссель между основанием антенны и стрежневым заземлителем для стекания статических зарядов.

2.1.6. Глубина закапывания противовесов.

C.J. Michaels, W7XC, рассчитал глубину проникновения высокочастотных токов в землю, имеющую различные свойства. Он определил глубину проникновения как глубину, на которой плотность тока составляет 37% от его значения на поверхности. При этих условиях для 80 метров глубина проникновения составляет 1.5 м для очень хорошей земли. Для очень бедной земли глубина составляет 12м!

Это значит, что с точки зрения I^2R потерь мы можем закапывать противовесы сколько угодно глубоко без всяких побочных эффектов. Однако, с точки зрения эффекта экранирования поля мы должны расположить систему противовесов выше земли с потерями.

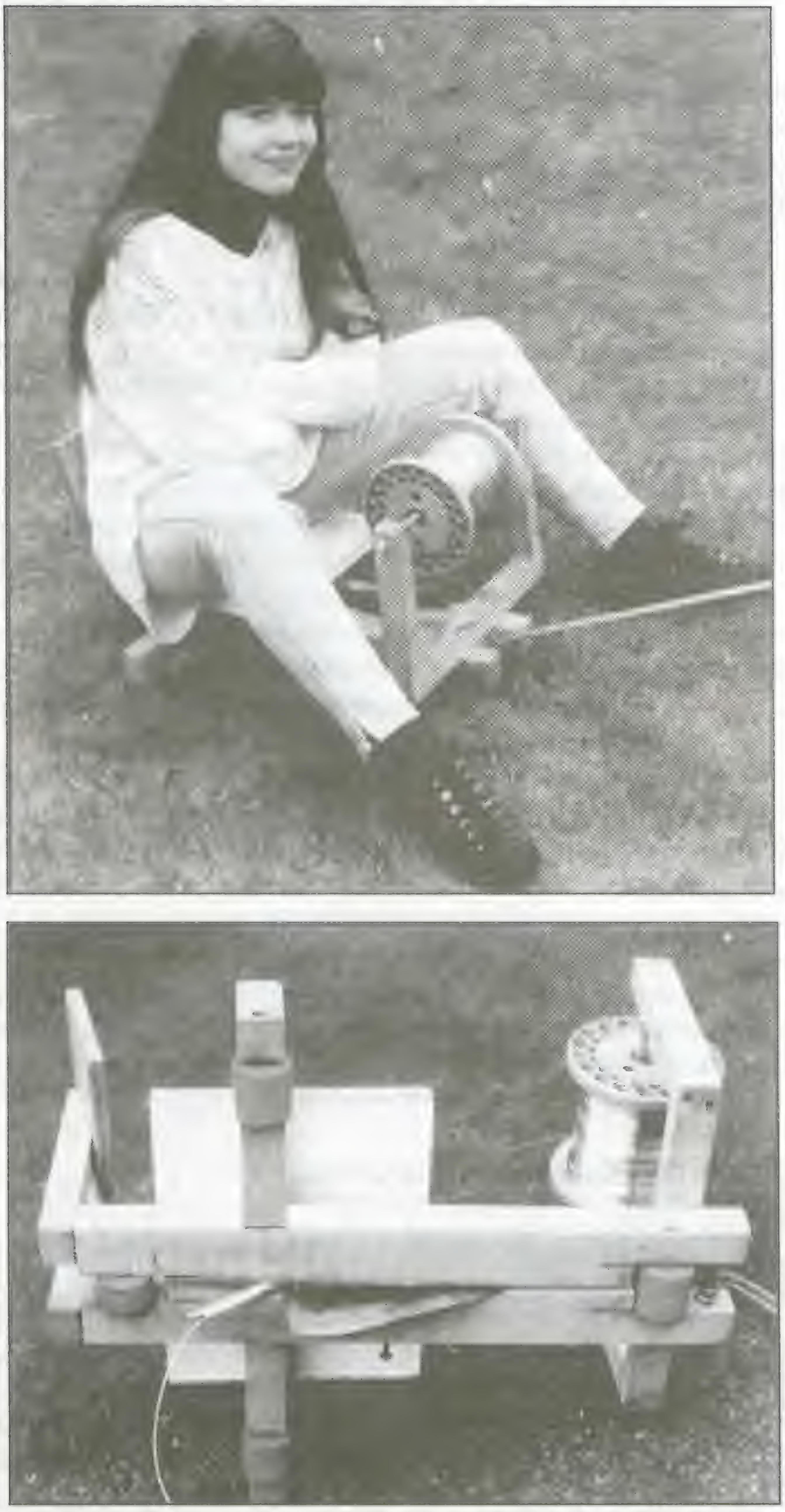


Рис 9.19. Небольшой, сделанный в домашних условиях плуг для прокладки противовесов на лужайке Ghis Penny, ON5NT. «За рулем» находится его младшая дочь Heidi, в то время как сам Ghis выступает в роли лошади, везущей повозку.

Leo, W7LR, [808] сообщил, что заглубление противовесов на несколько дюймов ниже поверхности не ухудшает их свойств. Al Christman, K3LC (бывший KB8I), подтвердил это моделированием своих собственных приподнятых систем противовесов. Он обнаружил различия всего лишь в сотые доли dB при закапывании противовесов на глубину 5см и 15см. Таким образом, я бы не стал закапывать их намного глубже. Основное правило здесь: чем ближе поверхность – тем лучше.

2.1.7. Несколько подсказок для практического применения.

Характеристики земли.

Невозможно точно измерить характеристики земли. Наиболее надежным источником информации о характеристиках земли будет инженер с вашей местной AM радиовещательной станции. На станции имеется документ, содержащий характеристики почвы на расстоянии 30 км от нее.

Решетки металлических шин / соединения с малым сопротивлением.

Согласно моему опыту, подтвержденному многими другими, использование металлической пластины соответствующих размеров прямо под антенной может привести к заметному уменьшению сопротивления заземления и, соответственно, к уменьшению потерь в земле. Кроме того, я использую соединения с малым сопротивлением между противовесами и этой пластиной (или решеткой металлических шин вместо нее). Неплохо также сделать все соединения доступными для измерения токов.

Плетенные проволочные полосы.

Sherwood, WB0JGP, описал и сравнил заземляющие системы, состоящие из широких полос и из заземляющего экрана [809]. Всякого, соблазняющегося такой попыткой создания «экрана», следует предостеречь: никогда не используйте стальные проволоки для закопанных заземляющих систем, будь то единственный провод либо проволочная сетка. Сталь очень плохой проводник на высоких частотах.

Сталь также коррозирует за очень короткое время, хотя толстый слой анодирования может увеличить сопротивление коррозии. Я считаю, что во влажно климате Бельгии проволочная сетка проржавеет за несколько лет!

Пайка/сварка проводов противовесов.

Оловянно свинцовый припой, который часто используется для пайки медных проводов, в земле может разрушиться и стать источником плохих контактов. Следовательно, можно рекомендовать использовать для пайки всех ваших медных противовесов серебро или, что даже лучше, сварить противовесы (информация о устройствах автоматической сварки и материалах для нее фирмы The RF Connection в Мэрилэнд доступна на их Web сайте **http: / / www.therfc.com**).

Секторная система противовесов.

Очень длинные противовесы (несколько длин волн) могут быть выставлены в заданном направлении и считаются эффективными для уменьшения угла излучения в этом направлении, но несколько непрактичным для установки большинством радиолюбителей. Подобный эффект возникает, когда вертикальная антенна устанавливается прямо у берега моря (см. угол псевдо Брюстера). Похожий по результатам на секторную систему противовесов достигается в ситуации, где используется один противовес в приподнятой системе противовесов (см. раздел 2.2.3.).

Толщина проволочных противовесов.

Толщина проводов очень важна для максимальной эффективности (КПД) антенны, особенно, если используется небольшое число противовесов (менее шести). Чем толще, тем лучше, диаметр 1.3 мм не будет роскошью, если используется только несколько закопанных противовесов. При большом количестве противовесов диаметр проводов становится неважным, поскольку наводимые токи делятся на большое число проводников. В экспедициях любители дальней связи используют для временных антенн небольшие катушки лакированного провода диаметром 0.5 или 0.4 мм. Это недорого и может быть использовано для выполнения очень эффективной высокочастотной заземляющей системы.

Прокладка противовесов.

Установка противовесов может быть очень трудной. Hyder, W7IV, [815] и Mosser, K3ZAP [812] описали системы и инструменты для легкой прокладки противовесов. На Рис.9.19 показан такой плуг, сделанный Ghis Penny, ON5NT для закапывания противовесов на его лужайке. Это небольшая деревянная повозка, к которой прикреплен острый нож для «разрезания» земли. С помощью небольшой алюминиевой трубки провод укладывается на глубину около 5см. Человек, сидящий в повозке, своим весом обеспечивает необходимую нагрузку для того, чтобы нож входил в землю.

Альтернативный способ прокладки противовесов.

Противовесы также можно располагать на поверхности земли, если поверхность пригодна для этого. Другой, аккуратный способ прокладки противовесов на лужайке заключается в следующем. В конце сезона (октябрь) траву на лужайке необходимо подстричь как можно короче и положить противовесы прямо на землю, надежно закрепив их с помощью металлических крюков. Весной травка практически полностью закроет провода, а к концу следующего года они уже будут закрыты полностью. Этот способ укладки противовесов гарантирует вам, что противовесы будут расположены «максимально близко» к поверхности, что обеспечивает идеальные условия экранирования ближнего поля антенны!

2.2. Приподнятые противовесы.

В настоящих, поднятых высоко над землей высокочастотных антеннах типа «граунд плейн» три-четыре провода скорее представляют собой систему электрических противовесов (точка нулевого сопротивления высоко над землей), чем заземляющую плоскость. Земля находится так далеко внизу, что не принимается в расчет. Противовесы таких антенн (и все, что создает ближнее поле) не вызывают поглощения ближнего поля в земле, потому что они находятся высоко над землей.

Такие ВЧ антенны типа «граунд плейн» использовались в течение многих лет. Тем не менее, исследования, которые проводились в последние несколько лет, касаются в основном вертикальных антенн с противовесами, расположенными значительно ниже, на высоте 0.01 – 0.04λ над землей. Не секрет, что на эту тему до сих пор существуют разногласия. Некоторые результаты, полученные на практике, подтверждают результаты моделирования, некоторые - нет. Пока никому не удалось разрешить эти противоречия. В этой книге я постараюсь представить точки зрения обеих сторон.

A. Doty, K8CFU, провел экспериментальную работу [807, 820] посредством которой выяснил, что напряженность поля четвертьволновой вертикальной антенны, использующей приподнятую систему противовесов, равна напряженности поля такой же антенны с заглубленными противовесами. Причина этого кроется в следующем: в приподнятой системе противовесов возвратные токи не проходят значительные расстояния сквозь землю с высоким сопротивлением, как и в антеннах с заглубленными противовесами. В его статью, опубликованную в Апреле 1984, включены 72 ссылки на всевозможные статьи на тему противовесов, которые когда-либо были опубликованы!

Frey, W3ESU, использовал такую же систему приподнятых противовесов для короткой длинноволновой вертикальной антенны [824]. Он сообщил, что система соединенных по периметру изолированных приподнятых противовесов определенно способствует улучшению качества работы антенны. В том случае, если нет возможности использовать такую систему противовесов, Doty рекомендует использовать изолированные противовесы, уложенные прямо на землю или заглубленные как можно ближе к поверхности.

Через пору лет после того, как были опубликованы эти статьи, A. Christman, R. Redkliff, D. Adler, J. Breakall и A. Resnik посредством использования компьютерного моделирования пришли практически к тем же результатам, что и A. Doty в своей исчерпывающей исследовательской работе.

Статья, автором которой стал A. Christman, K3LC, опубликованная в 1988г, вызвала огромный интерес к системам приподнятых противовесов и послужила толчком к дальнейшим исследованиям в этой области.

Результаты исследований Christmana были получены с помощью моделирующей программы NEC-GSD. Этапы его исследований довольно интересны (все исследования проводились в условиях средней земли):

1. Моделирование четвертьволновой вертикальной антенны с системой 120 заглубленных (на 5 см) противовесов.

2. Моделирование четвертьволновой вертикальной антенны с использованием четырех противовесов на разной высоте. Создавая модель антенны с частотой 3.8. МГц, Christman обнаружил, что на высоте 4.5м система из четырех противовесов эквивалентна системе из 120 заглубленных противовесов при излучении под малым углом.

Исследования Christmana показали, что по мере ухудшения качества земли, систему противовесов необходимо поднимать выше, чтобы качество работы антенны было не хуже, чем у вертикального монополя с системой, состоящей из 120 заглубленных противовесов. Если проводимость земли высокая, действует обратное правило.

С тех пор как была опубликована работа Christmana, использование системы приподнятых противовесов приобрело все возрастающую популярность среди DX-еров для длинноволнового диапазона. Оказалось, что приподнятые противовесы являются реальной альтернативой закапыванию, особенно там, где земля не особенно позволяет это сделать.

Важно тщательно проанализировать идею приподнятых противовесов для того, чтобы понять механизм, который управляет поглощением ближнего поля антенны (см. раздел 1.3.3.), которое связано с системой приподнятых противовесов. В данном случае эти потери в ближнем поле можно минимизировать тремя способами:

1. Поднять противовесы на максимально возможную высоту (отодвинуть ближнее поле антенны от земли, в которой возникают потери);

2. Установить большое количество противовесов таким образом, чтобы они экранировали ближнее поле от земли;

3. Улучшить проводящие свойства земли.

Несмотря на то, что все специалисты согласны со всеми этими способами, между ними существуют разногласия на тему определения точного количества возникающих потерь (см. раздел 2.2.1).

Кстати, антенна с системой приподнятых противовесов не подразумевает того, что основание антенны также должно быть приподнято. Противовесы могут восходить под углом 45° к земле от мачты, на расстоянии в несколько метров, а затем располагаться горизонтально на всей их протяженности. Противовесы должны находиться как минимум на такой высоте, чтобы прохожие не могли до них дотянуться. Это также касается длинных противовесов. В публикации IEEE [7834] указано, что напряженность поля значительно сильнее, если противовес приподнят на высоту 10м, чем на 5м. В обоих случаях противовесы восходят под углом в 45° к земле от изолированного основания вертикальной антенны, находящегося на земле.

2.2.1. Моделирование или измерение? Приподнятые или заглубленные противовесы?

Работу системы приподнятых противовесов можно рассчитать путем компьютерного моделирования или путем практических исследований и измерения напряженности поля. В идеале результаты практических исследований должны совпадать с компьютерными моделями.

Al Christman, K3LC (бывший KB8I), использовал NEC-4 для исследования зависимости усиления антенны и волнового угла антенны от количества использованных противовесов и их высоты [7825]. Он пришел к выводу, что если высота противовесов не меньше 0.0375λ (3м для 80 метров, 6м для 160 метров), то прирост усиления очень незначителен при увеличении количества противовесов от 4 до 36. Он также пришел к выводу, что усиление антенны с приподнятой системой противовесов сравнимо с усилением такой же антенны с 16 заглубленными противовесами. Моделирование также показало, что для четвертьволновой антенны увеличение количества заглубленных противовесов от 16 до 120 даст прирост усиления только на 0.74 dB. При увеличении высоты до 0.125λ (20м для 160 метров) усиление достигало значений усиления вертикальной антенны со 120 заглубленными противовесами.

Публикация этих результатов (1988) пробудила огромный интерес к использованию систем приподнятых противовесов.

В другом исследовании Jack Belrose, VE2CV [7821, 7824], пришел к выводу, что существует сильная зависимость между замеряемыми на практике и рассчитанными на компьютере результатами. В своем исследовании Belrose использовал четвертьволновую антенну и четвертьволновые (резонансные) противовесы.

Сильная зависимость между замеряемыми на практике и рассчитанными на компьютере результатами была отмечена в нескольких исследованиях. В одном, отлично описанном исследовании, были проведены тысячи замеров напряженности поля, которые соответствовали цифрам, полученным в результате моделирования (NEC-4). Belrose обнаружил, что для того, чтобы избежать дополнительных потерь в ближнем поле, высота противовеса должна быть не меньше 0.03λ (2.5 м для 80 метров и 5м для 160 метров), особенно если количество противовесов меньше восьми. При большом количестве противовесов (больше 16), их высота может быть значительно меньше.

Результаты другого исследования были опубликованы в техническом издании, представленном на 49 конференции NAB Broadcast Engineering: "New AM Broadcast Antenna Designs having Field Validated Performance" Clarence Beverage (племянником Harold Beverage). В статье описаны исследования антенны, сконструированной в Newburh, New York, под особым наблюдением FCC. Антенна состояла из вышки высотой 120 футов с изолятором на уровне 15 футов и шести приподнятых на 15 футов над землей противовесов, длиной ¼ λ, расположенных равномерно вокруг вышки. Система работала на частоте 1580 кГц при мощности 750 Вт. Эффективность излучения антенны определялась измерением мощности поля вокруг противовесов (в 12 направлениях) на расстоянии до 85 км. Было получено среднеквадратичное значение 287 mV/m (нормализованное) на 1 кВт на 1 км. Это значение эффективности соответствует значению антенны с системой из 120 заглубленных противовесов.

Тем не менее, в других исследованиях было отмечено, что измеренные значения напряженности поля отличаются на 3-6 dB от результатов, полученных с помощью NEC-4. Tom Rauch, W8JI, опубликовал полученные результаты:

Количество противовесов	Противовесы уложены на землю	Противовесы приподняты над землей на 0.03λ
4	- 5.5 dB	- 4.3 dB
8	- 2.7 dB	- 2.4 dB
16	- 1.3 dB	- 0.8 dB
32	- 0.8 dB	- 0.7 dB
60	0 dB	- 0.2 dB

Расчеты с помощью NEC-4 показывают, что при увеличении количества заглубленных противовесов от 4 до 60, усиление возрастает всего на 2 dB, что на 3.5 dB меньше, чем показали исследования Rauha. 5 дополнительных dB, обнаруженных им, вдохновили его на следующее высказывание:

> *«Представьте себе, что использование четырех квадратных вертикальных антенн вместо одной дает выигрыш всего лишь в 5dB.*
>
> *Я получил практически тот же результат, увеличив количество противовесов от четырех до 60».*

Eric Gustavson, N7CL, написал о том, что разными исследователями по заказу разных организаций (от радиовещательных компаний и университетов до военных организаций) были проведены несколько экспериментов, сравнивающих уровни сигнала наземных четвертьволновых вертикальных антенн со 120 противовесами и тех же антенн с приподнятой системой противовесов. Результаты этих исследований были всегда одинаковы: экран подходящих размеров и соответствующей плотности предпочтительнее системы четырех резонансных противовесов, расположенных в максимальной близости к земле. Количественные результаты были разными в разных опытах. Наибольшая разница, измеренная Eric во время исследования по заказу военных, составляла 5.8 dB, наименьшая – 3 dB. Последняя была измерена над действительно хорошей землей - дном высохшего соленого озера (измеренная проводимость приблизительно 20 mS). Ясно, что качество земли играет очень важную роль в точном определении потерь.

Надеюсь, тот, кто захочет повторить этот эксперимент, понимает, что его нельзя проводить, используя одну и ту же вертикальную антенну, меняя приподнятые противовесы на заглубленные. Во время использования системы приподнятых противовесов необходимо демонтировать заглубленные и наоборот. Иначе, вы будете иметь дело одновременно с системой приподнятых противовесов и экраном, эффективно скрывающим землю в ближнем поле антенны.

Мне кажется, что системы приподнятых противовесов – достаточно надежная альтернатива заглубленным, особенно если по той или иной причине возникают трудности с закапыванием противовесов. Даже радиовещательные станции часто успешно пользуются системами приподнятых противовесов, если условия не позволяют им использовать классический вариант со 120 полуволновыми заглубленными противовесами. Необходимо отметить, что в этих системах в основном задействовано довольно большое количество противовесов. Я также знаком с множеством любительских систем, в которых использованы приподнятые противовесы. Трудно сказать, являются ли поглощение в ближнем поле причиной потерь в размере от 2 до 5 dB. Фактически, всегда существует возможность улучшить проводимость земли под системой приподнятых противовесов (см. раздел 2.2.11) .

Различия между измеренными и моделированными значениями усиления были обнаружены опытными пользователями NEC. Все современные моделирующие программы имеют свои недостатки, последствия которых могут быть устранены опытными пользователями. По видимому, даже моделирование очень низких противовесов с помощью самых современных версий NEC подвержено влиянию этих недостатков.

Мы также должны понимать, что суммарные потери в ближнем поле могут намного превышать 5 dB. Потери возвратных токов антенны (потери в соединениях) могут достигать 10-40dB над очень бедной землей. Тем не менее, эти потери можно свести к нулю, задействовав систему приподнятых противовесов. А вот с оставшимися 4 - 5 dB, вызванными поглощением в ближнем поле антенны, справиться намного сложнее, если задействовать только систему приподнятых противовесов.

2.2.2. Моделирование вертикальных антенн, использующих систему приподнятых противовесов.

Выше было сказано, что с помощью программ, в основе которых лежит NEC, можно моделировать антенны с системами приподнятых невысоко над землей противовесов. Roy Lewallen усовершенствовал широко известную версию EZNEC (в основе которой лежит NEC-2) внедрив в расчеты землю «с малой погрешностью» (NEC Sommerfeld), что, по его мнению, максимально приблизило результаты расчета низких горизонтальных противовесов (до 0.005λ) к полученным на практике.

Несмотря на это, было отмечено большое количество случаев, когда значение усиления антенн, расположенных близко к земле, полученное в результате моделирования отличалось от практического значения на 6 dB. Похожий недостаток имеет современная версия NEC-2 . John Belrose, VE2CV, сравнил результаты, полученные экспериментальным путем и опубликованные в 1970г. Hagn и Barker (Gain Measurments of a Low Dipole Antenna) с расчетами NEC-2. Программа выдала значение на 5 dB больше полученного на практике.

Все вышесказанное лишь подтверждает следующее: моделирующие программы являются инструментом, созданным на основе результатов, полученных на практике. Большая часть моделирующих программ, в отличие от их недостатков, широко известна. Стопроцентный результат могут дать только замеры напряженности поля. Но мы должны радоваться тому, что у нас есть эти моделирующие программы. Они без сомнения помогают новичкам глубже понять предмет. Дело профессионалов – научить новичков правильно использовать эти программы и, по мере необходимости, вносить свои коррективы в полученные результаты.

2.2.3. Количество приподнятых противовесов.

С помощью моделирующих программ K3LC (бывший KB8I) рассчитал для восьмидесятиметрового диапазона усиление четвертьволновой антенны с противовесами, приподнятыми на высоту 5, 10, 15, 20, 25 и 30 м от земли. При этом он изменял количество противовесов от 4 до 36 [7825]. В соответствии с этими вычислениями, на высоте 4.5 м разница в усилении составила всего лишь в 1 dB при использовании 4 и 32 противовесов, что, в свою очередь, отличается от усиления четвертьволновой антенны с системой из 120 заглубленных противовесов на 0.3 dB! Jack Belrose, VECV, подтвердил эти результаты, также при помощи компьютерного моделирования.

Eric Gustafson, N7CL, в своем электронном письме, адресованном Top Band Reflector, разъяснил, что (для четвертьволновой вертикальной антенны) система из 104 четвертьволновых противовесов (концы противовесов находятся на расстоянии не более 0.015λ друг от друга) представляет собой 100% защитный экран. Его экспериментальная работа (противовесы, высотой около 5 м) подтверждает тот факт, что эффективность экранирования не увеличивается после того, как количество противовесов, длиной 1/8λ достигает 52. Это значит, что эффективность экрана, состоящего из 52 противовесов длиной 1/8λ, составляет 100%. Но все же некоторые потери будут возникать из-за влияния ближнего поля по периметру экрана (Другими словами, экран достаточно плотный, но не слишком большой). Используя 26 четвертьволновых противовесов, вы, скорее всего, потеряете 0.5 dB благодаря потерям в ближнем поле, возникающим из-за поглощения земли.

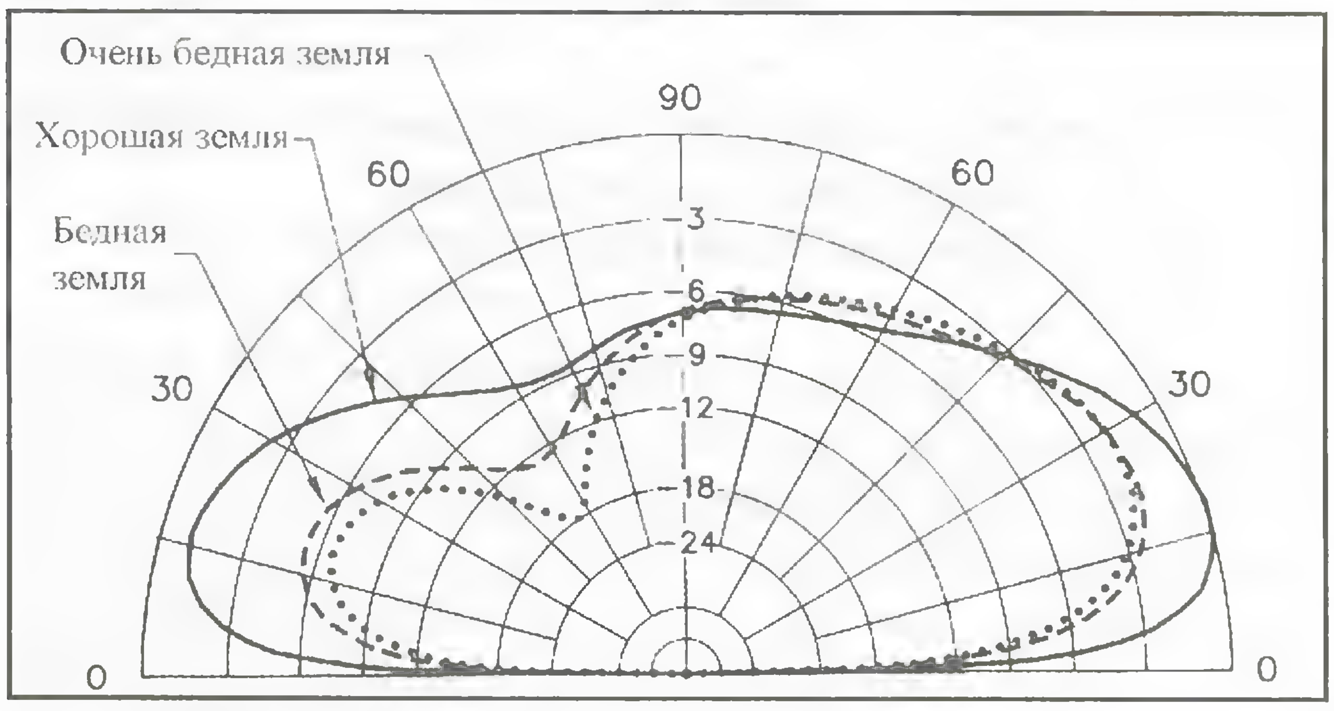


Рис.9.20 Диаграмма направленности в вертикальной плоскости четвертьволновой антенны с одним горизонтальным противовесом на высоте 0.05λ над различными типами земли.

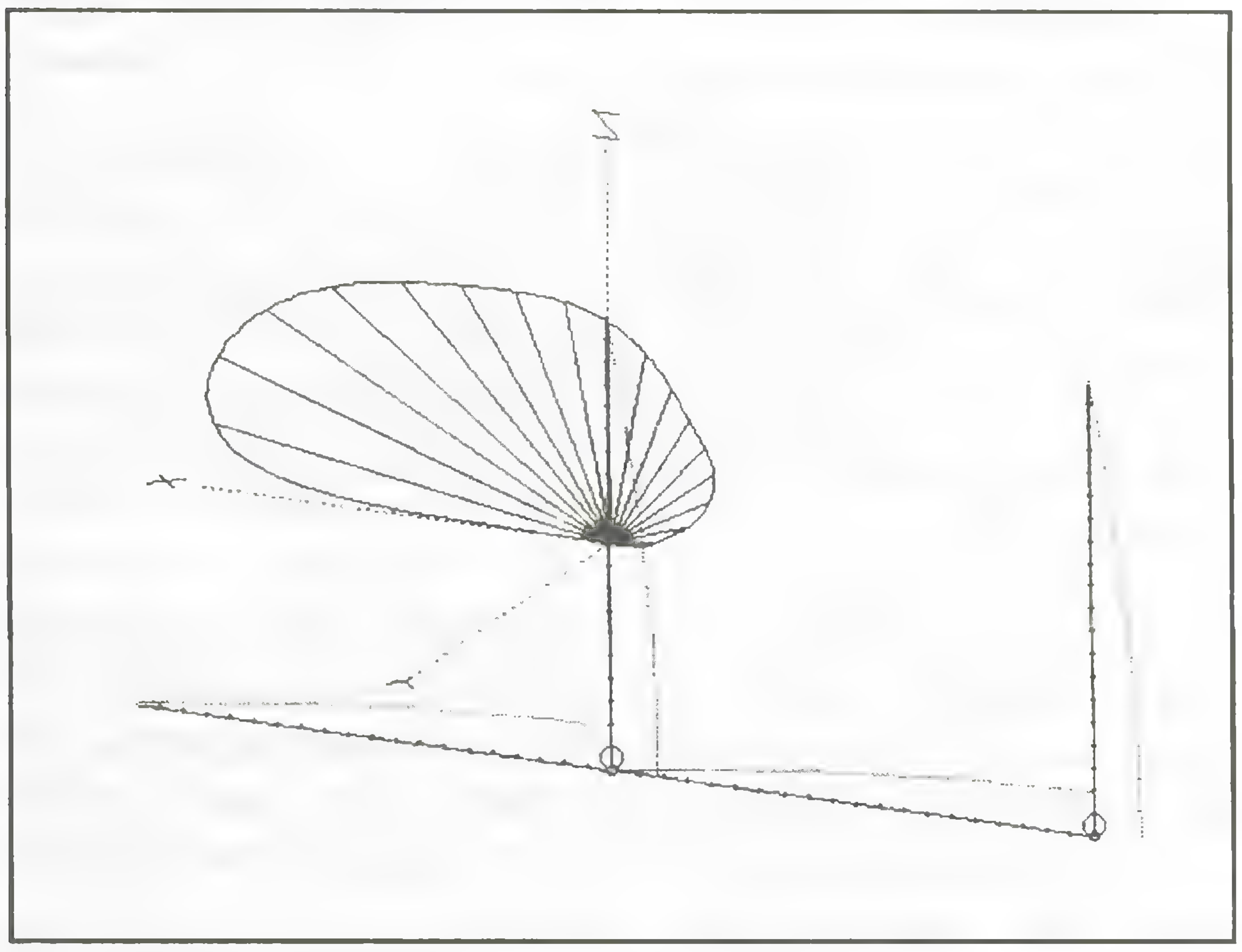


Рис.9.21. Две четвертьволновые вертикальные антенны с концевой нагрузкой создают кардиоидную диаграмму направленности (см. главу 10). Размещая одиночный противовес в направлении решетки, можно получить дополнительное усиление. Эта методика не позволяет менять направленность.

N7CL сообщает, что четвертьволновая вертикальная антенна с четырьмя приподнятыми противовесами может излучать такой же сигнал, как и четвертьволновая вертикальная антенна со 120 заглубленными противовесами, при наличии следующих условий:

1. Длина основания вертикальной антенны не менее 3/8λ.

2. Качество земли под приподнятыми противовесами улучшено настолько, что она представляет собой надежный экран, предотвращающий взаимодействие ближнего поля с землей, в которой возникают потери.

По расчетам N7CL до тех пор, пока не будут приняты эти меры, дополнительные потери в земле могут достигать 5-6dB. Эти цифры, размещенные в Internet Top Band Reflector, были получены в результате нескольких практических замеров (например, Tom Rauch, W8JI) (см. Раздел 2.2.1).

Заключение.

Судьи все еще консультируются. В соответствии с результатами, полученными с помощью программ, в основе которых лежит NEC, нет смысла использовать более четырех противовесов. С четырьмя противовесами над хорошей землей усиление четвертьволнового монополя составит -0.1 dBi, два противовеса обеспечат среднее значение усиления -0.15 dBi (+0.14 dBi – 0.47 dBi благодаря незначительному сжатию диаграммы), один противовес дает усиление +1.04 dBi в направлении противовеса и -2.3 dBi – в противоположном направлении, среднее усиление 0.65 dBi..

Если у вас есть возможность, используйте систему из четырех приподнятых противовесов, вместо одного или двух, но не надейтесь таким способом побить все рекорды. Четыре приподнятых противовеса – стандартное количество, так как использование большего количества практически не дает дополнительного усиления, но, если вы ограничены в пространстве, будет достаточно использовать два или три.

Я считаю, что, скорее всего, результаты, полученные с помощью современных программ, основанных на NEC, несколько далеки от действительности, когда речь заходит о потерях, вызванных поглощением ближнего поля. По моему скромному мнению, три или четыре приподнятых противовеса не могут сравниться со 120 расположенными у земли. Если вам необходима система, состоящая из приподнятых противовесов, возможно, неплохо будет использовать 26 противовесов, которые, в соответствии с N7CL, дадут вам 0.5 dB усиления (правило Брауна).

Расположение противовесов.

Симметричное расположение противовесов необходимо, если вы используете ограниченное число противовесов (два, три или четыре), для того, чтобы избежать излучения противовесами (в дальней зоне). Один противовес несимметричен, два или более симметричны, если они растянуты равномерно по углу. Если использовать больше четырех противовесов, точное расположение, также как и длина противовесов становится менее важной.

2.2.4. Один противовес.

Christman в своей статье, посвященной приподнятым противовесам [825], привел описание четвертьволновой вертикальной антенны с одним приподнятым противовесом. Диаграмма направленности этой антенны, с высотой противовесов 0.05λ, над тремя типами земли показана на Рис.9.20.

В его представлении эта антенна (в наиболее благоприятном для себя направлении) дает такое же значение усиления, как и вертикальная антенна со 120 заглубленными противовесами!

Тем не менее, заметим, что диаграмма не симметрична. Излучение мощнее в направлении расположения противовеса (обычно 3-4 dB отношения F/B над средней землей) Та же антенна, смоделированная над очень бедной землей, показывает гораздо меньшую направленность, а над соленой водой антенна становится ненаправленной.

Я считаю, что достаточно установить противовесы на земле под антенной для того, чтобы улучшить качество земли в ближнем поле антенны до той степени, когда значение коэффициента направленности, благодаря одному противовесу, снижается менее чем до 1dB. Небольшая направленность может быть использована для получения выгоды в том случае, когда имеется, например, вертикальная антенна с, например, четырьмя противовесами, которые затем одновременно присоединяются к вертикальной антенне. В другом случае, [7824] вертикальная антенна является частью фиксированной решетки когда первоначальная направленность каждого элемента используется для получения дополнительной направленности (см. рис.9.21).

Одиночный противовес не только создает некоторую горизонтальную направленность, он также дает излучение под большим углом. Если задействовано два или более противовеса, они могут быть расположены таким образом, что излучение этих противовесов в горизонтальном направлении будет эффективно погашаться взаимодействием друг с другом. Из Рис.9.20 следует, что большая часть энергии под большим углом концентрируется на угле 90°.

Очевидно, что если кто-то хочет добиться максимума излучения под малым углом (что вполне естественно для дальней связи), использование одного противовеса – не лучшее решение, особенно если антенна будет использоваться для приема сигналов. Тем не менее, вокруг станции, участвующей в контестах, желательно создавать излучение под большим углом, для того, чтобы также связываться с местными станциями.

Если раздельно используются две направленные принимающие под малым углом антенны (типа антенны Бевериджа), то в данном случае одиночный противовес станет достойным выбором. Я использую одиночный, приподнятый на 5м над землей противовес в моей антенной решетке для 80 метрового диапазона, состоящей из четырех вертикальных антенн, расположенных в вершинах квадрата (противовесы образуют квадрат). В то же время я получаю надежный экран от реальной земли, созданный более чем 200 противовесами 160 метровой вертикальной антенны, поддерживающей эту решетку (см. главу 11).

Вертикальная антенна с одиночным противовесом также может стать достойным выбором для дальней связи по двум причинам:

1. Легко регулируется резонанс от участка CW до телефонного, путем удлинения противовеса.
2. Получение дополнительного усиления путем расположения противовеса в желаемом направлении (в направлении частей света, густонаселенных радиолюбителями).

2.2.5. Высота расположения противовесов.

Результаты, полученные при помощи NEC программы и опубликованные Christman, K3LC (бывший KB8I), показывают, что при расположении противовесов на высоте 0.03λ достигается усиление с точностью 0.2 dB, которое может быть получено при использовании 64 заглубленных противовесов. Другими словами, нет смысла поднимать противовесы более, чем на 6 м в диапазоне 160 метров и 3 м на 80 метрах.

Однако, измерения, выполненные Eric Gustafson, N7CL, говорят нам о другом. Для предотвращения потерь из-за поглощения ближнего поля, вызванного токами, протекающими в противовесах их необходимо поднимать так, чтобы ближнее поле не достигало земли. Для числа противовесов менее 6 это должно быть между ¼λ и 3/8λ. Для высот менее 1/8λ потери очень значительны (если не используется дополнительный экран).

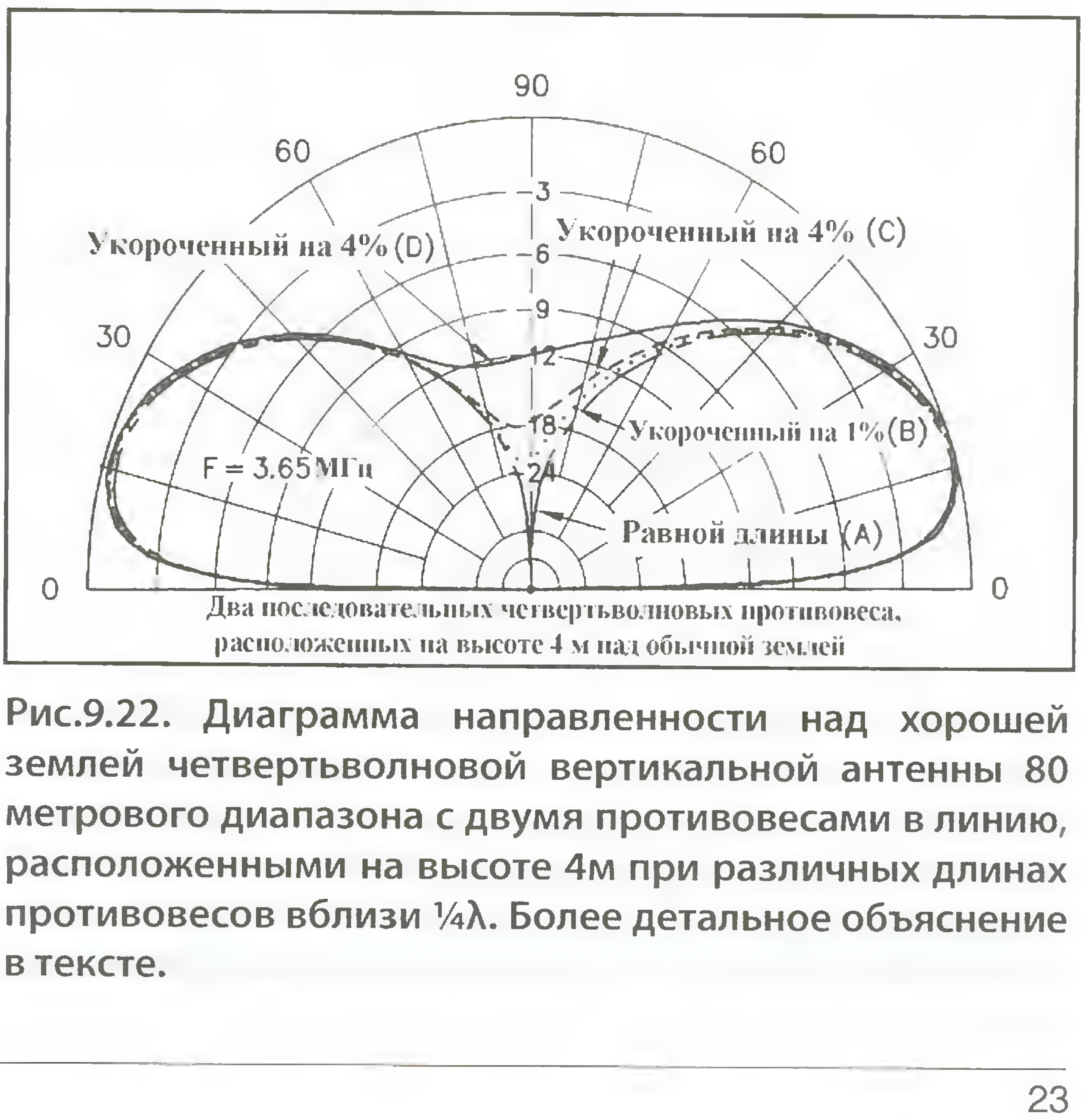


Рис.9.22. Диаграмма направленности над хорошей землей четвертьволновой вертикальной антенны 80 метрового диапазона с двумя противовесами в линию, расположенными на высоте 4м при различных длинах противовесов вблизи ¼λ. Более детальное объяснение в тексте.

Для радиолюбителей, имеющих антенны с четырьмя противовесами, минимально приемлемой их высотой можно считать высоту ¼λ. Эта минимальная высота уменьшается с увеличением количества противовесов. При 100 четвертьволновых противовесах (в этом случае расстояние между кончиками противовесов приблизительно равно 0.015λ) они могут быть полностью опущены на землю без заметного увеличения потерь поглощения ближнего поля. В соответствии с измерениями N7CL использование 26 противовесов на высоте 0.03λ приведет к потерям поглощения не более, чем 0.5 dB.

Заключение:

Если вы хотите действовать наверняка и имеете высокую мачту, поднимайте противовесы как можно выше и увеличивайте их количество. Длина противовесов при их большом количестве может быть выполнена также значительно меньше критической. Другое решение, которое я использовал, это расположение противовесов и медных плетеных полос прямо на земле для создания дополнительного экрана к небольшому числу приподнятых противовесов (см. раздел 2.2.12).

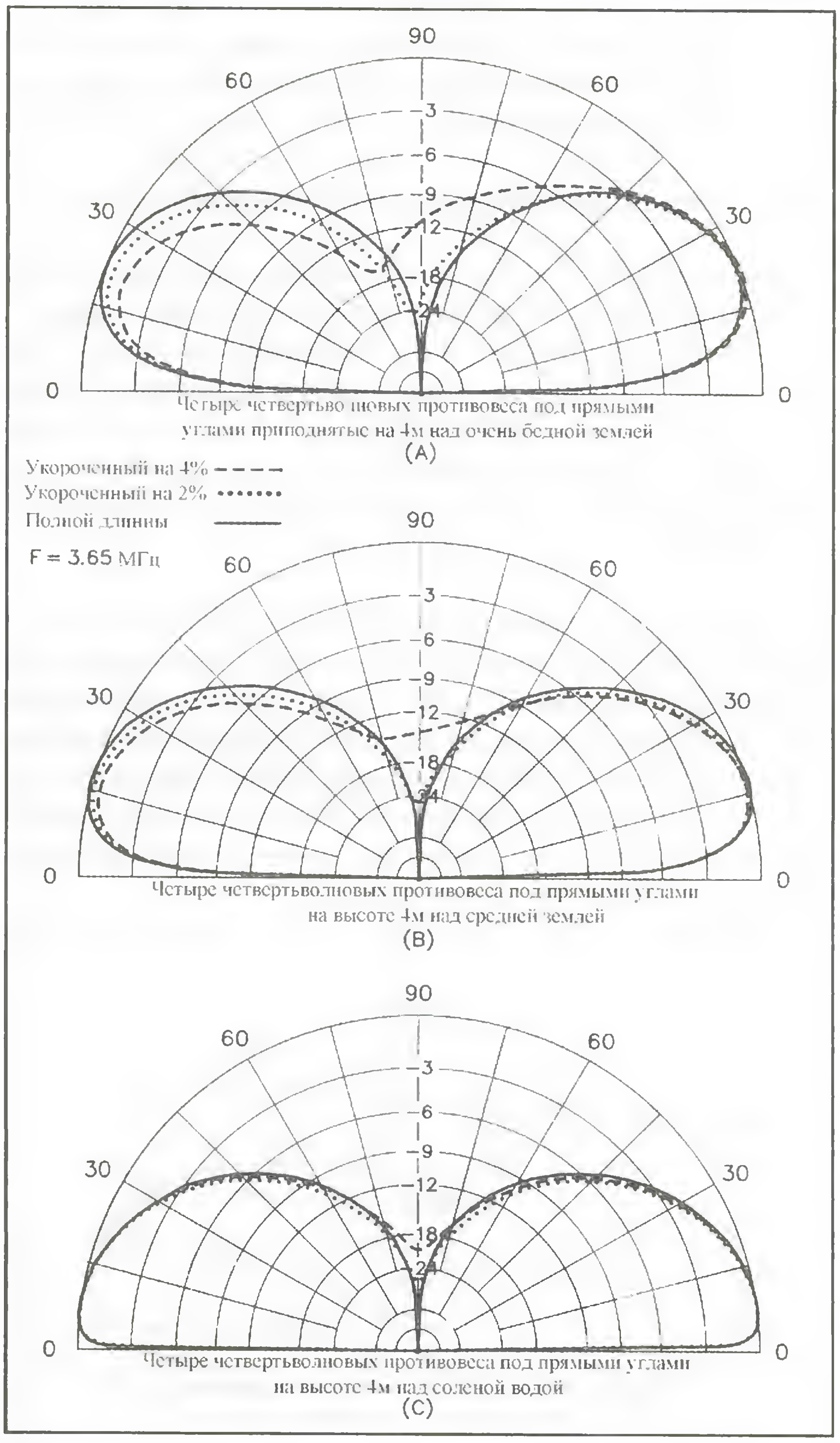


Рис.9.23. Диаграмма направленности четвертьволновой вертикальной антенны 80 метрового диапазона с четырьмя приподнятыми противовесами, расположенными на высоте 4м над землей различного типа.
А – средняя земля, В – очень хорошая земля, С – поверхность моря. Более детальное объяснение приведено в тексте.

2.2.6. Почему противовесы четвертьволновой длины?

При моделировании совершенно просто «сделать» идеально резонансные четвертьволновые противовесы. Почему, вообще говоря, мы устанавливаем резонансные противовесы? Давайте рассмотрим эту проблему.

Чего мы хотим от вертикальной антенны с резонансными противовесами? Только того, что легче выполнить систему возбуждения, а не улучшить ее излучение.

Dick Weber, K5IU, выполнив многочисленные измерения и тестирования реальных вертикальных антенн, определил, что использование приподнятых четвертьволновых противовесов имеет большие недостатки.

Мы используем четыре противовеса (каждый через 90°), так как хотим полностью избежать излучения от противовесов: избежать искажений в диаграмме направленности и излучения под большими углами для горизонтальной составляющей. Он обнаружил, что это очень сложно, если вообще возможно. Эта модель легко реализуется при компьютерных расчетах: вы можете задать четыре противовеса абсолютно одинаковой длины. В действительности, какой-то из противовесов всегда будет электрически длиннее или короче, чем другие, возможно, на небольшую величину. В этом и состоит проблема. Нам необходимо, чтобы в этих четырех противовесах протекал одинаковый ток, для того, чтобы сбалансировать их излучение.

Вопрос в том, насколько важно, чтобы в противовесах протекали одинаковые токи. Я смоделировал несколько случаев намеренного дисбаланса токов в противовесах. На рис.9.22 показана диаграмма направленности в вертикальной плоскости четвертьволновой вертикальной антенны (F=3,65 МГц) с двумя приподнятыми на 4 м противовесами. Кривая А соответствует двум противовесам с нулевой реактивностью (электрическая длина обоих идеально равна 90°, что никогда не достигается на практике). Для расчета кривой В я намеренно укоротил один противовес на 20 см (приблизительно 1% от его длины), что привело к реактивности – j 8Ом для этого противовеса. При этом в одном противовесе протекал ток, равный 62% тока антенны, а в другом – оставшиеся 38%. Над хорошей землей этот дисбаланс вызвал (незначительное) искажение диаграммы направленности в горизонтальной плоскости около 0.6 dB, но мы видим заплывание нуля диаграммы направленности при больших углах (около 90°), который имеет место при равных токах противовесов.

Кривая С соответствует случаю, когда один противовес укорочен на 20 см, а другой – удлинен на 20см (реактивность –j8Ом и + j8Ом). В этом случае относительное распределение токов очень похоже на предыдущее (63% и 37%). Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости исказилась подобным же образом. Кривая D соответствует более крайнему случаю, когда противовесы отличаются на 80см (реактивность -j16 и + j16). Дисбаланс токов увеличивается до 76% и 24%.

Подобный компьютерный анализ был выполнен для вертикальной антенны с четырьмя приподнятыми противовесами. В этом случае я выполнял анализ для четырех типов земли: хорошей, очень хорошей и морской поверхности (идеальный случай).

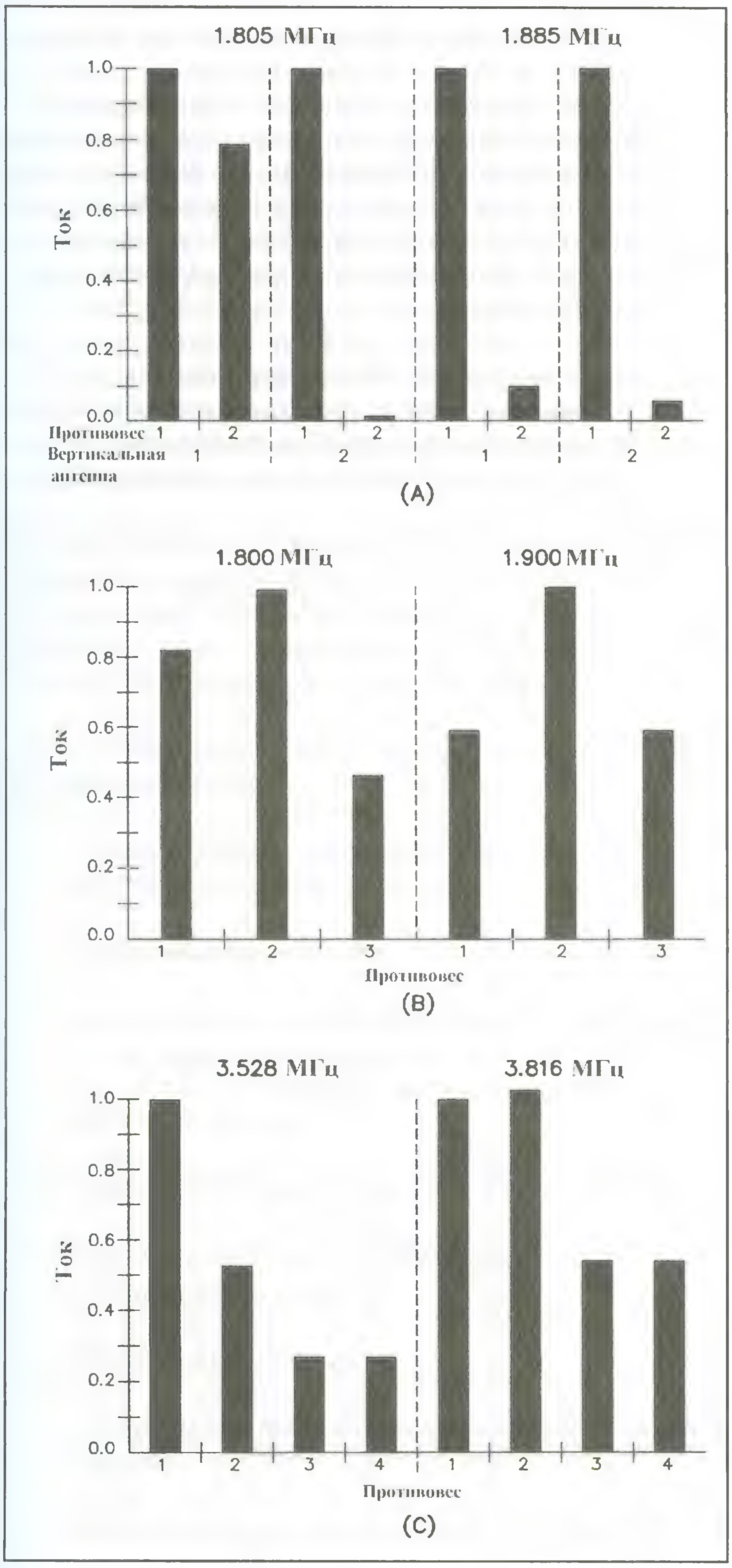


Рис.9.24. Нормированные значения распределения тока, измеренные в диапазонах 80 и 160 метров для полноразмерных четвертьволновых антенн, имеющих четвертьволновые резонансные противовесы. А – два противовеса, расположенных в линию в антенне WX0B, В – три противовеса (каждый через 120°) в антенне KE7BT, С – четыре противовеса в антенне K5IU (данные представлены K5IU).

На рис.9.23 показаны результаты этого моделирования. Случай А – для равных токов в четырех противовесах (теоретический случай). Случай В – для четырех противовесов с реактивностью +j8Ом, 0 Ом, -j8Ом, +j10Ом. Относительное распределение тока в четырех противовесах было следующим: 51%, 39%, 5% и 5%, что хорошо соответствует экспериментально измеренным значениям (см. рис.9.24). В случае С показаны более сильный дисбаланс в реактивностях противовесов –j16 Ом, 0 Ом, +j16Ом и + j8Ом (общая длина увеличилась на 4% относительно номинального значения). В этом случае относительные токи в противовесах составляют 54%, 28%, 8% и 10%. Случай А – для антенны над очень хорошей землей, В – над средней землей, С – над морской поверхностью.

Интересно заметить, что искажение диаграммы в очень большой степени зависит от качества земли под антенной! Над морской водой дисбаланс токов практически не влечет за собой искажения диаграммы. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости искажается максимум на 0.6 dB над средней землей и на 1.6 dB – над очень бедной землей (вычисления выполнялись для максимальных углов излучения).

Из этого следует, что, вдобавок к использованию нескольких приподнятых противовесов (одного, двух, четырех), неплохо было бы улучшить проводимость земли прямо под противовесами с помощью установки дополнительного экрана (например, противовесов). Это подтверждает экспериментальные результаты, полученные N7CL (см. также Раздел 2.2.11).

Я сам выполнил моделирование и заметил, что изменение длин противовесов с электрической длиной 90° не приводит к излучению под высокими углами или к искажению диаграммы, если мы используем достаточно большое количество противовесов. Изменения длин 16 противовесов на ±1,5% и их углового положения на ±5° (распределенных неравномерно) привели к неожиданному эффекту – горизонтальная составляющая была подавлена более чем на 40 dB.

Dick Weber, K5IU, выполнил большое количество измерений распределений токов в антеннах, имеющих различное количество приподнятых противовесов, и нередко получалось так, что в одном противовесе протекало 80% тока антенны, во втором 20%, а в оставшихся двух -0!

Несколько измеренных распределений показаны на рис.9.24. Показанные значения тока хорошо соответствуют расчетным значениям, из которых мы можем заключить, что диаграммы, представленные на рис.9.23, являются действительным представлением того, что вызывает дисбаланс токов в диаграммах направленности.

Вопрос заключается в том, что можно или нельзя мириться с заплыванием нуля диаграммы направленности (вблизи 90°) и с незначительным ее искажением (обычно не более 1 dB).

Если вы хотите получить излучение под малым углом и не желаете потерять даже доли dB (вы осознаете что это такое?) и если вы не желаете увеличивать количество противовесов, тогда одинаковое распределение токов может быть для вас.

Или, может быть, вы хотите излучать также и под большими углами. Возможно, вы не используете ваши вертикальные антенны или решетки из них для приема, а хотите излучать под большими углами. Или если вы участник соревнования, то неравенство токов хорошая мысль для вас (вы мечтаете о чем-то мистическом). В этом случае не заботьтесь о равенстве токов в противовесах, может быть один противовес в антенне будет для вас правильным выбором (как и для меня).

Однако, даже равные, идеально уложенные противовесы симметричной конфигурации, по которым протекают одинаковые токи, не дают полной гарантии 100% гашения горизонтальной составляющей под большими углами в дальней зоне! Незначительная разница в качестве земли под противовесами (или окружающая среда, деревья, кустарники, строения) приведет к различию потерь ближнего поля под противовесами с равными значениями ВЧ тока. В результате возникнет неполное гашение их излученных полей в дальней зоне. Измерение токов противовесов не дает вам полной картины!

Очень интересно понять, почему незначительная разница в длинах противовесов может вызвать такую впечатляющую разницу в токах, протекающих в них.

Соединение четвертьволнового противовеса (который представляет собой короткое замыкание на резонансной частоте) параллельно с другим противовесом можно сравнить с параллельным включением двух короткозамкнутых цепей от которых вы будете ожидать, что в них будет одинаковый ток. Подобная ситуация возникает в электронике при параллельном соединении таких устройств, как мощные транзисторы, или при параллельном включении шлейфов для подавления гармоник на выходе передатчика. Если один шлейф дает нам 30 dB затухания, то соединение его параллельно с аналогичным шлейфом увеличит затухание максимум на 3 dB. Если мы выполним специальные измерения (четвертьволновых линий на заграждающей частоте) между двумя шлейфами, мы достигнем большего затухания (едва ли не удвоения затухания при одном шлейфе). На рис.9.25 показана эквивалентная схема антенны с четвертьволновыми противовесами.

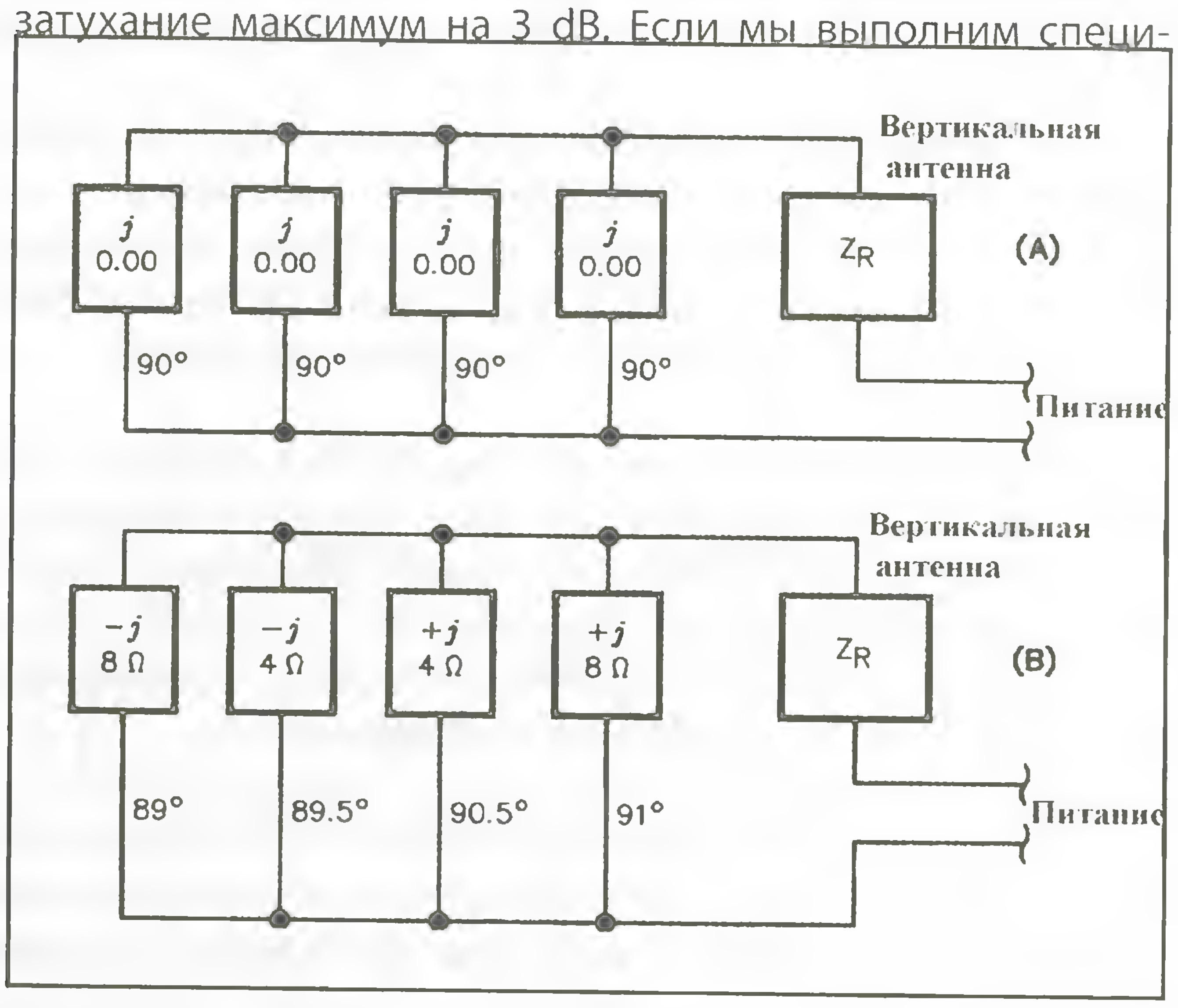


Рис.9.25. А – идеальный случай, когда все четыре противовеса имеют равные электрические длины 90°. Все они представляют собой короткое замыкание с реактивностью равной нулю. В – реальная ситуация, где ток делится на четыре части и эти токи сильно отличаются.

Заключение.

1. В случае приподнятой системы противовесов, состоящей из двух, трех или четырех (резонансных) четвертьволновых проводников незначительные различия в их длине вызовут дисбаланс токов в них, а в результате излучение под большими углами и искажение диаграммы направленности, особенно чем более бедна земля. Однако, даже полный баланс токов не дает 100% гарантии отсутствия излучения под большими углами (из-за разницы потерь ближнего поля под различными противовесами).

2. Начиная с восьми (или более) противовесов влияние неравномерности распределения токов в противовесах на излучение по большим углом практически исчезает. Возможно, если вы очень

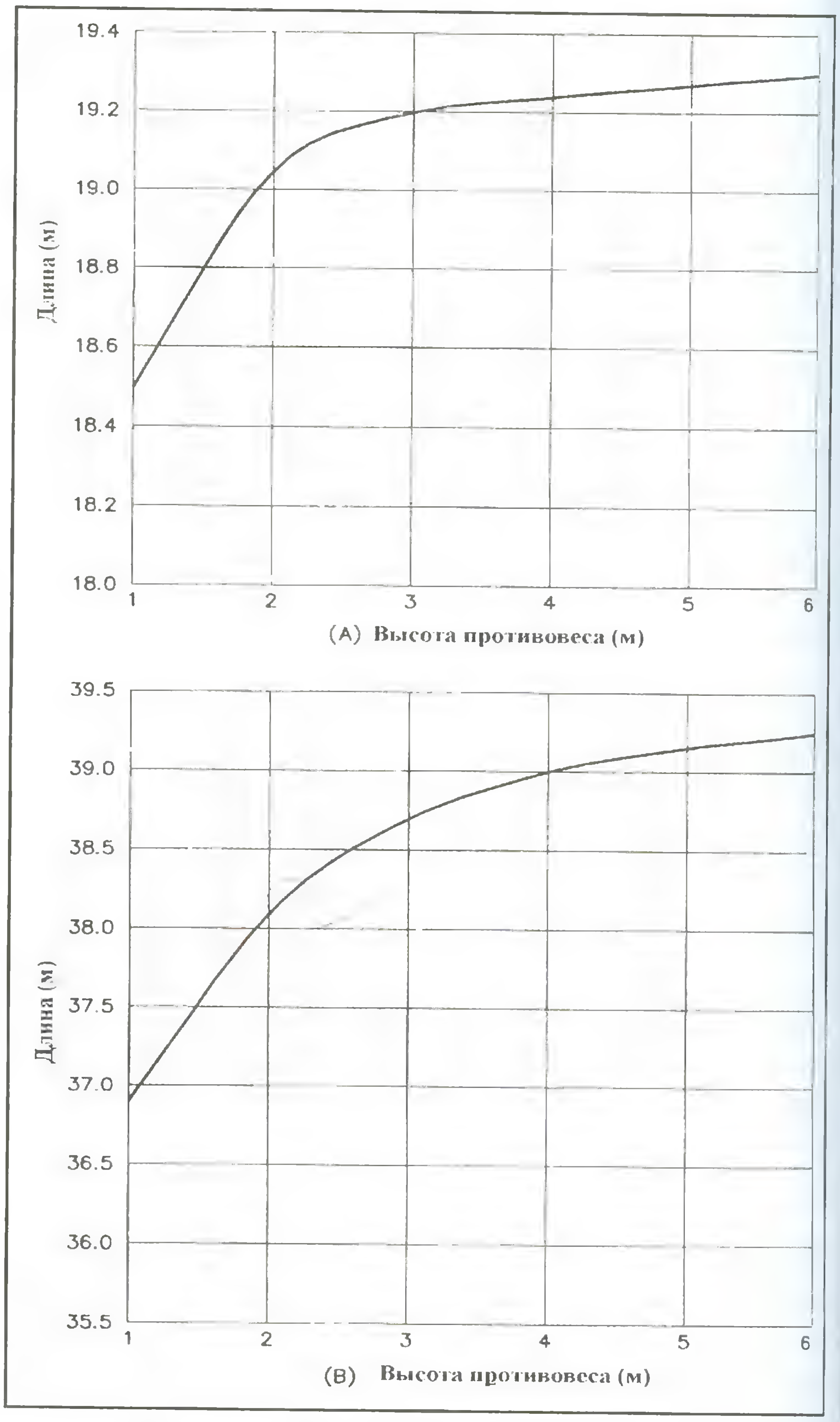


Рис.9.26. Зависимость длины четвертьволнового противовеса от высоты над землей. А – для 80 метров, В – для 160 метров.

озабочены тем, что излучение по большим углом значительно, вам стоит просто увеличить количество противовесов до восьми.

3. Дополнительный экран под антенной полностью аннулирует влияние неравномерного распределения токов и, вдобавок, повлечет за собой увеличение усиления антенны до 5 dB!

2.2.7. Создание четвертьволновых противовесов равной электрической длины.

Несмотря на все вышесказанное, совсем не лишним будет знать, как сделать противовесы равной электрической длины. В прошлом, одним из стандартных методов создания резонансных противовесов (90°) было соединение их в низкий диполь и привести его к резонансу. Очевидно, что резонанс не означает, что обе половины диполя имеют одинаковую электрическую длину, даже если их физические длины равны. В одной половине реактивность может быть +j20 Ом (длиннее, чем ¼λ), в то время как вторая половина может демонстрировать так называемую сопряженную реактивность −j20 Ом. В то же время диполь может быть полностью в резонансе.

Тем не менее, существует более эффективный метод создания противовесов равной электрической длины. Не так важно, будут ли это идеальные четвертьволновые противовесы, потому что мы всегда сможем их настроить с помощью нескольких катушек или конденсатора.

Этот метод представляет собой следующую последовательность действий:

- Приведите длину вертикальной антенны к 1/4λ при заданной частоте расчета.
- Приподнимите антенну.
- Используйте одну из таблиц на рис.9.26 для определения теоретической длины противовеса. Заметьте, что длина противовеса напрямую зависит от его высоты над землей.
- Присоедините один противовес к антенне.
- Укоротите противовес до той длины, при которой антенна будет в резонансе.
- Отсоедините противовес.
- Присоедините второй противовес на одной линии с первым.
- Укоротите второй противовес до резонанса.
- Если вы используете четыре противовеса, сделайте то же с остальными.

Затем присоедините все противовесы к антенне и проверьте ее резонансную частоту. Скорее всего, заданная частота расчета не будет соответствовать резонансной частоте. А так ли необходимо, чтобы длина вертикальной антенны была ¼λ? Нет. Но если вы хотите, вот два способа, которые помогут вам сделать так, что заданная частота расчета будет резонансной:

Первый способ.

Здесь требуется изменение длины вертикальной антенны для приведения системы к резонансу. Не изменяйте длину противовесов, а измените длину антенны для того, чтобы получить резонанс на расчетной частоте.

Второй способ.

Изменяйте длину противовесов на одинаковое расстояние (всех одновременно) до тех пор, пока вы не достигнете резонанса.

Ни один из этих методов не дает гарантий, что антенна или противовесы будут четко четвертьволновыми, они гарантируют вам лишь то, что соединенные вместе они будут находиться в резонансе. Абсолютно неважно, будет их электрическая длина 90° или нет. Нередки случаи, когда противовесы разной физической длины имеют одинаковую электрическую длину. Это происходит в большей степени благодаря колебаниям проводимости земли, которая может резко меняться даже на небольших расстояниях. Другие причины кроются в близлежащих проводниках.

С другой стороны, равная электрическая длина противовесов не гарантирует равномерного распределения тока хотя бы потому, что под разными противовесами возникают разные потери ближнего поля. (см. Раздел 2.2.6).

2.2.8. Решение проблемы неравномерного распределения тока, предложенное K5IU.

D. Weber, K5IU, вдохновленный Moxon [693], установил противовесы, длиной менее 1/4 λ, и настроил их до резонанса с помощью катушки. Оказывается, небольшое изменение электрической длины этих коротких противовесов незначительно влияет на ток в разных противовесах [7822, 7823].

На рис.9.27 показана эквивалентная схема вертикальной антенны с четырьмя приподнятыми противовесами с электрической длиной 45°. Очевидно, что та же разница в 1° электрической длины повлечет за собой намного меньшее изменение тока в каждой из четырех ветвей.

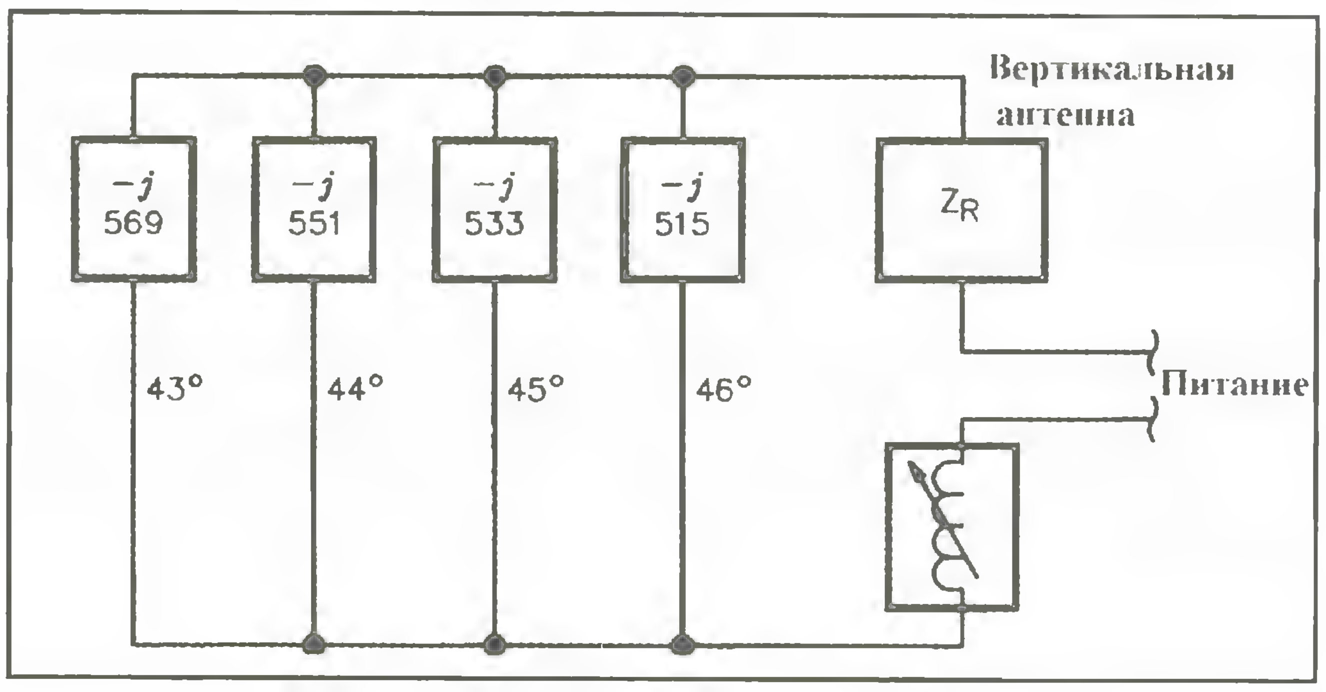


Рис.9.27. Эквивалентная схема вертикальной антенны с использованием четырех 45° противовесов. Заметим, что реактивность колеблется здесь намного меньше относительно реактивности вблизи резонанса (Рис.9.25).

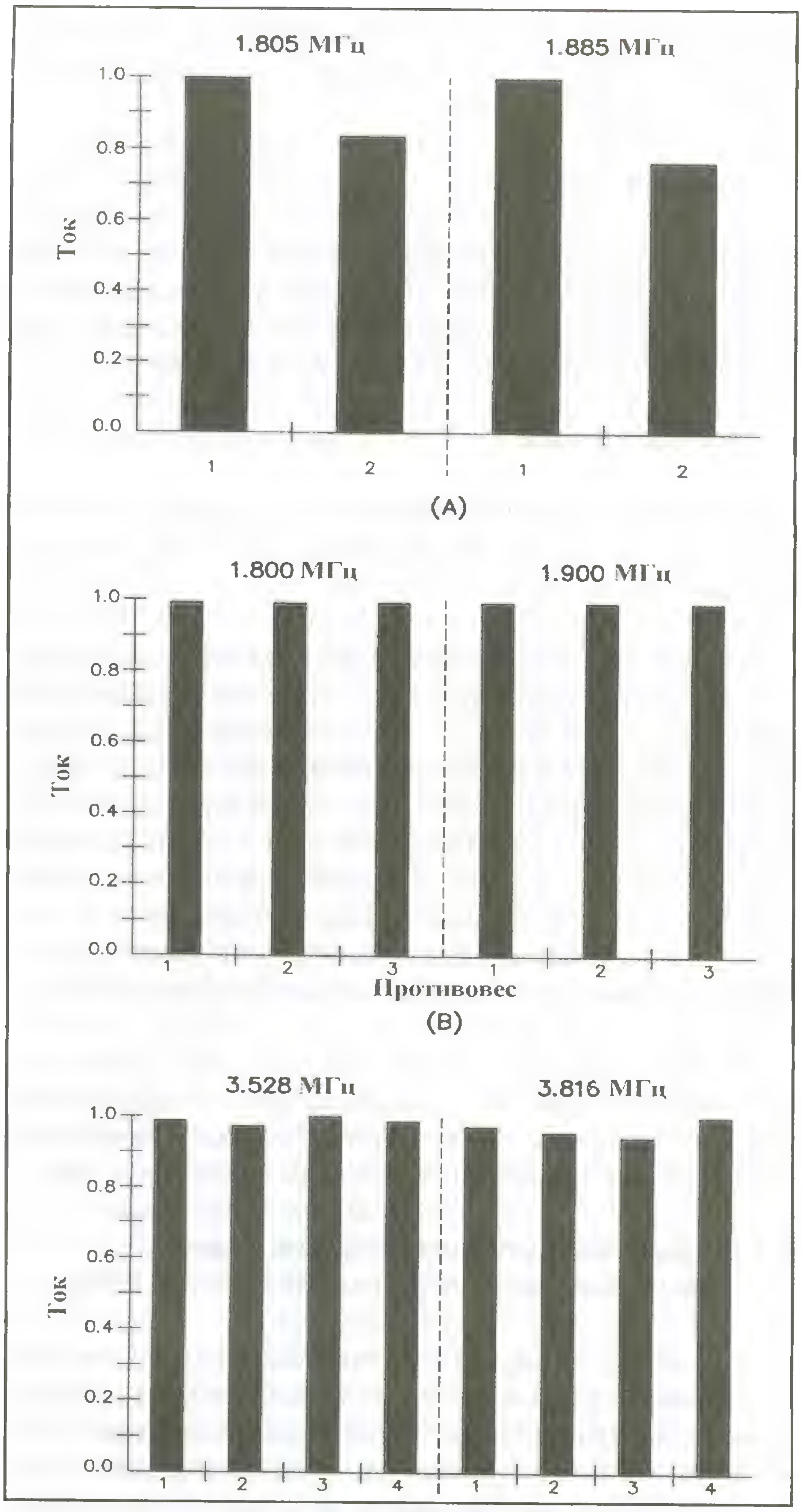


Рис.9.28. Сравнение с Рис.9.24. А – WX0B уменьшил электрическую длину двух противовесов от 90° до 45°. В – KE7BT увеличил длину противовесов от 130 до 154 футов (107°). С – K5IU укоротил четыре противовеса до 45°. Заметим, что распределение тока в значительной степени выровнялось (данные получены от K5IU).

С противовесами, электрическая длина которых 45°, разница в усилении между антеннами с четырьмя и восемью противовесами меньше 1 dB. То есть, в соответствии с результатами моделирования, здесь нет смысла использовать более четырех противовесов.

На рис.9.28 показаны измеренные токи в противовесах на той же станции, которая показана на рис.9.24, после того, как их электрическая длина стала намного отличаться от 90°.

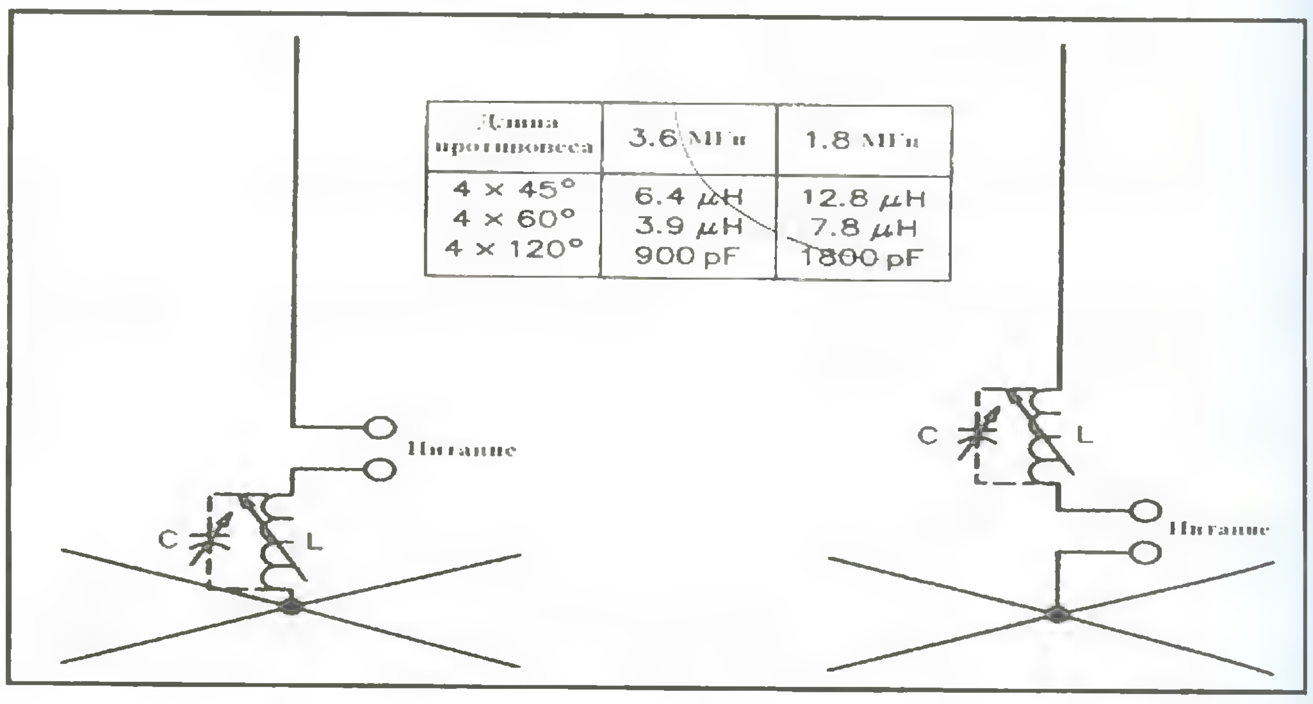
В самом деле, дальнейшее моделирование и тестирование показали, что противовесы, существенно длиннее 90°, дают те же результаты, что и более короткие (см. Раздел 2.2.7).

Работа, проведенная Weber, показала, что при значениях длины противовесов между 45° и 60°, а также между 115° и 135°, неравная электрическая длина противовесов оказывает минимальное влияние на излучение под большим углом. При использовании противовесов длиннее 90° систему можно привести к резонансу, используя последовательный конденсатор, который установить легче, чем катушку и в котором происходит гораздо меньше потерь, что является дополнительным преимуществом (см. Рис.9.29). Те, кто стремится добиться максимальной точности, могут использовать даже конденсатор с механическим приводом (вакуумный конденсатор), который позволит получить наилучшее значение КСВ на любой частоте диапазона.

Усиление антенны некоторым образом связано с длиной противовеса (Рис.9.30). Потеря усиления при определенной длине противовеса может происходить из-за поглощения ближнего поля, если эти слишком длинные противовесы установлены над землей с большими потерями. Из этого рисунка мы узнаем, что наилучшего усиления для четвертьволновой антенны можно добиться с помощью 120° противовесов. Если вы ограничены в площади и используете 45° противовесы, вы потеряете около 0.35 dB в сравнении со случаем, когда вы используете 120° противовесы. Эти потери (если не большие) происходят благодаря большей напряженности ближнего поля, которая связана с короткой длиной противовесов, и ее влиянию на потери в ближнем поле антенны.

Над хорошей или очень хорошей землей эти отличия гораздо меньше. Мы даже можем ожидать того, что эти отличия станут еще меньше, если мы используем дополнительные противовесы (или экран), расположенные на или в земле под антенной, которые улучшат характеристики земли в ближнем поле антенны.

Мы должны понимать, что все вышесказанное скорее относится к математическим расчетам, чем к практическому применению, а различия в усилении на 1dB не имеют реальных последствий.



Длина противовеса	3.6 МГц	1.8 МГц
4 × 45°	6.4 µH	12.8 µH
4 × 60°	3.9 µH	7.8 µH
4 × 120°	900 pF	1800 pF

Рис.9.29. Когда используются противовесы короче 90° систему можно привести к резонансу с помощью катушки. Если противовесы длиннее 90° необходимо использовать конденсатор. Здесь также приведены типичные значения для этих элементов. Линию передачи можно присоединить двумя различными способами: между элементом настройки и излучателем или между элементом настройки и противовесами. Результат будет одинаковым. В обоих случаях коаксиальная линия передачи должна быть снабжена ССУ.

Дело принимает другой оборот, если мы добавим 0.3 dB здесь, 0.5 dB там и т.д. Таким образом, мы получим систему, в которой отличия значительны.

Я сам создал несколько моделей (используя EZNEC) и обнаружил следующее:

- Чем меньше противовесов, тем сильнее дисбаланс токов, вызванный разной длиной противовесов.
- Чем ближе длина противовеса к 90°, тем сильнее дисбаланс.
- Если длина противовесов ≤70° или ≥10° , длина противовесов практически не влияет на излучение под большим углом даже если противовесов всего два.
- Начиная с 16 противовесов эффект дисбаланса токов полностью исчезает, даже при длине противовесов 90°.

Заключение.

- Если вам действительно важно равенство токов в противовесах и горизонтальная составляющая излучения под большим углом, увеличьте длину противовесов до 110° или 120°.
- Если вы ограничены в площадях, противовесы длиной 45° - для вас. Не укорачивайте противовесы менее, чем до 60°-70° , если в этом нет необходимости. Очевидно, что мы не можем бесконечно укорачивать противовесы, получая при этом те же результаты. Если бы это было возможно, то нам следовало бы использовать для вашей 160 метровой вышки в качестве системы противовесов два последовательно нагруженных подвижных отрезка. T. Rauch, W8JL, очень ясно изложил это в Top Band Reflector:

«Я бы никогда в жизни не стал концентрировать ток и напряжение на небольших поверхностях. Резонансные противовесы или специально укороченные резонансные противовесы концентрируют электрические и магнитные поля на небольшой поверхности. Это значительно увеличивает потери. В идеальном случае, в заземляющей системе протекает ток, который медленно и равномерно рассеивается по большой площади, что предотвращает возникновение электрических полей с большой напряженностью».

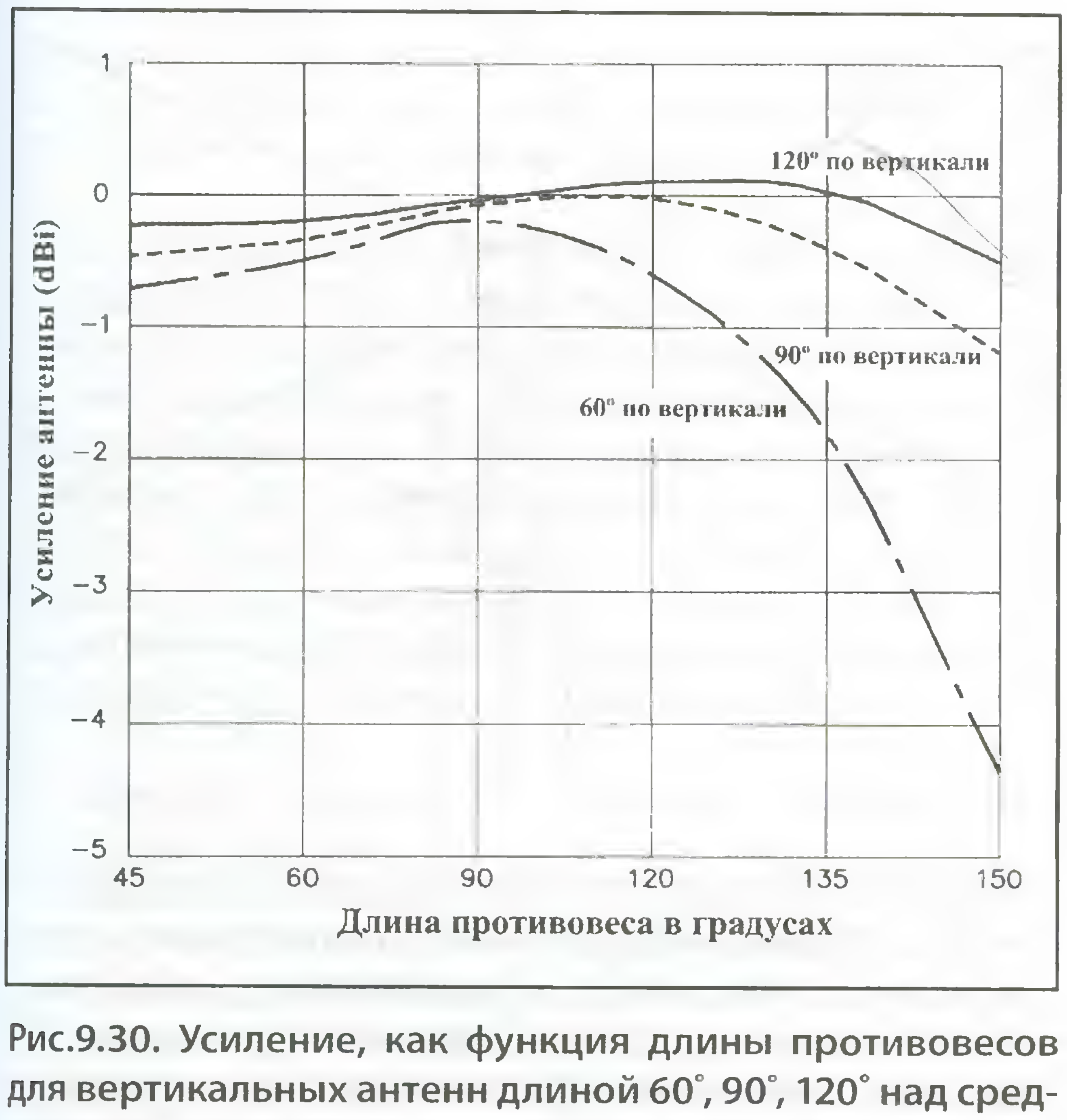


Рис.9.30. Усиление, как функция длины противовесов для вертикальных антенн длиной 60°, 90°, 120° над средней землей, рассчитанное K5IU (использовались четыре противовеса приподнятых на высоту 0.012 λ) .

Это очевидно меняет взгляд на классическую заземляющую систему, состоящую из нескольких противовесов.

- Не забывайте, что равенство токов в противовесах, особенно если используются только два, три или четыре противовеса, не гарантирует полного подавления излучения в дальней зоне под большими углами (из-за разницы потерь в ближнем поле под противовесами).

2.2.9. Как я укорачиваю противовесы (не четвертьволновые) до одинаковой длины?

Хотя, для не четвертьволновых противовесов необязательно полностью быть равными по длине, как для четвертьволновых, тем не менее, максимальное равенство противовесов показывает мастерство инженера.

Процедура проста. Давайте рассмотрим пример для 135° противовесов на 160 метрах:

- Нарежьте четыре (два или восемь, как хотите) противовесов с длиной приблизительно 135° на частоте 1.83 мГц. Используйте данные рис.9.26 для определения физической длины четвертьволнового противовеса и преобразуйте их для 135° путем простого деления или умножения. (Разделите на 90 и умножьте на 135).
- Присоедините противовес к антенне.
- Используя последовательно включенный конденсатор, настройте антенну в резонанс на частоте 1.83 МГц при помощи измерительного моста или анализатора антенн. (Последовательный конденсатор должен быть заменен на катушку, если противовесы короче, чем 90°).
- Отсоедините противовес.
- Присоедините второй противовес, не изменяя конденсатор, и отрегулируйте длину для того, чтобы получить резонанс на заданной частоте.
- Сделайте то же с остальными противовесами.
- Присоедините все противовесы одновременно.
- Настройте антенну до резонанса, установив конденсатор.
- Вот и все!

Заметьте, что электрическая длина противовесов сильно зависит от их высоты (Рис.9.26), качества земли и близлежащих объектов (антенн, линий передачи, вышек, больших металлических объектов).

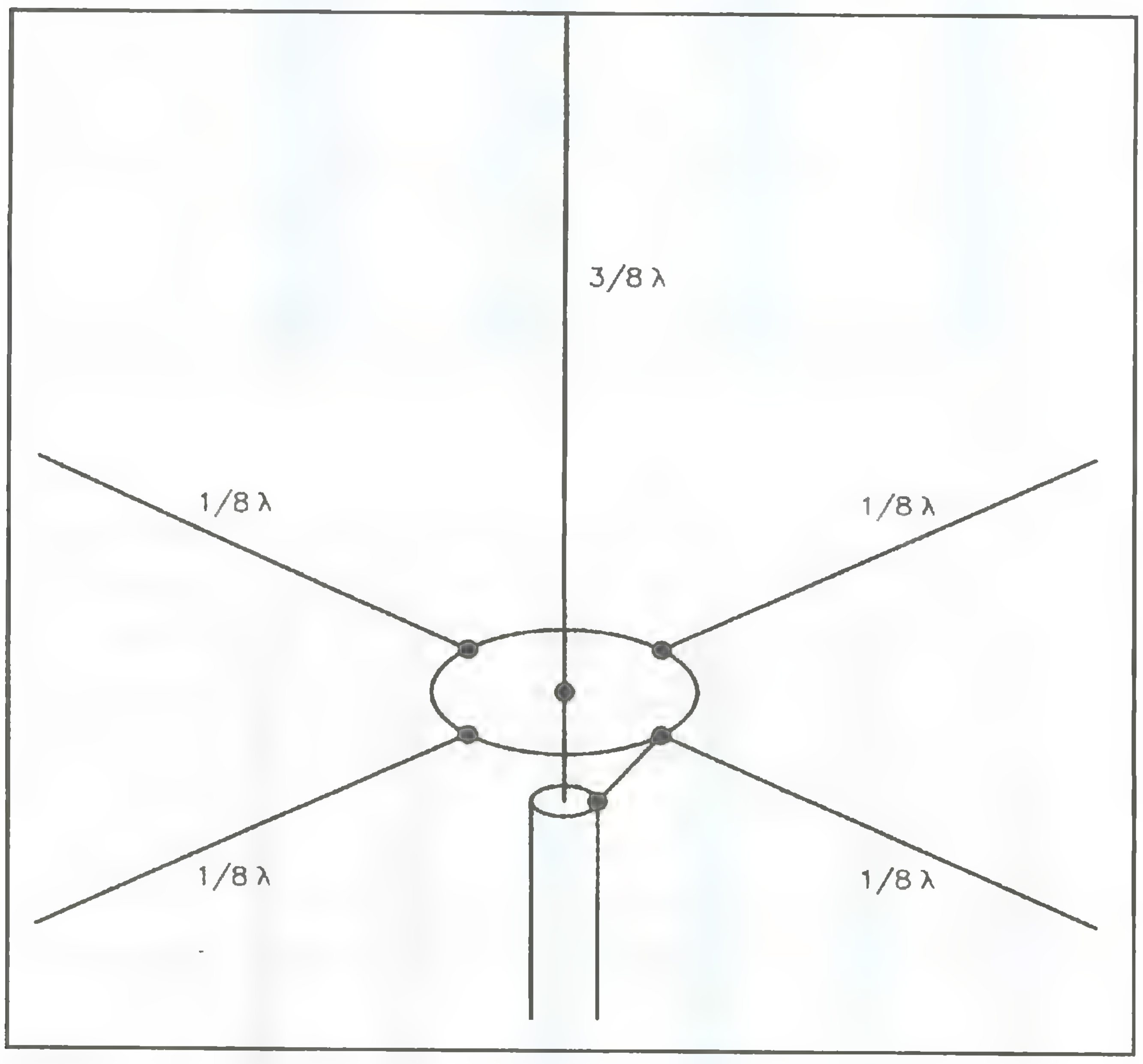


Рис.9.31. В вертикальной антенне 3/8 λ в сочетании с противовесами длиной 45° не требуется последовательно включенной катушки для согласования, следовательно, потери минимальны.

2.2.10. Должна ли вертикальная антенна быть четвертьволновой?

В отличие от заглубленной системы противовесов, которая по сути является нерезонансной системой с низким сопротивлением, вертикальная часть антенны обычно выполняется резонансной (электрическая длина 90°) для получения чисто активного входного сопротивления. Однако, во многих случаях мы имеем дело с антеннами значительно длиннее, чем 90°, часто называемыми удлиненными антеннами 3/8λ. Эти антенны над углубленными противовесами должны быть настроены в резонанс при помощи последовательного конденсатора.

При приподнятой системе из четырех противовесов, где предпочтительнее не использовать четвертьволновые противовесы (см. раздел 2.2.6), вертикальная часть антенны может значительно отличаться от 90° без влияния на входное сопротивление. Реактивная часть может быть легко компенсирована дополнительной реактивностью (катушкой или конденсатором), используемой для настройки нерезонансных противовесов (теперь вместе с вертикальной частью) в резонанс. Это эквивалент диполя со смещенным возбуждением.

Вертикальная антенна 3/8λ, как указывалось выше, может быть использована в сочетании, например, с противовесами длиной 45°. Вертикальная антенна для диапазона 80 метров в соответствии с этими принципами показана на рис.9.31 (рабочая частота 3.75 МГц).

В вертикальной антенне 3/8 λ в сочетании с противовесами длиной 45° не требуется последовательно включенной катушки для согласования. Длина излучателя для провода диаметром 2 мм равна 26.9 м. С четырьмя противовесами по 10 м входное сопротивление точно равно 52 Ом – идеальное согласование для линии передачи с волновым сопротивлением 52 Ом. Если все четыре противовеса точно равны 10 м, токи в них конечно равны и составляют по 25% от тока в излучателе. Если электрическая длина противовесов отличается от 45°, (например, 9.6 м, 10.4 м, 9.8 м, 10.2 м), то токи все еще хорошо сбалансированы: 24%, 26%, 24%, 25%! Это также означает, что нет необходимости в установке последовательной катушки или конденсатора для выравнивания токов в противовесах. Ясно, что с таким относительным распределением тока между противовесами, не будет ни излучения под большими углами, ни искажения диаграммы направленности.

В диапазонах 80 и 160 метров используются вертикальные антенны с противовесами длиной 27 м (60° на 160 метров и 120° на 80 метрах), как показано на рис.9-32. Общая длина системы на 160 метрах равна 60° + 60° = 120°, что меньше 180°, следовательно, для резонанса необходима катушка индуктивности. На 80 метрах общая длина равна 120° + 120° = 240°, что больше ½ λ , следовательно, необходимо включение конденсатора.

Антенна N4KG.

T. Russell, N4KG, известный DXер, описал метод шунтового возбуждения заземленных мачт в сочетании с приподнятыми противовесами [7813, 7832]. Длина мачты, с антенной TH7 в качестве концевой нагрузки приблизи-

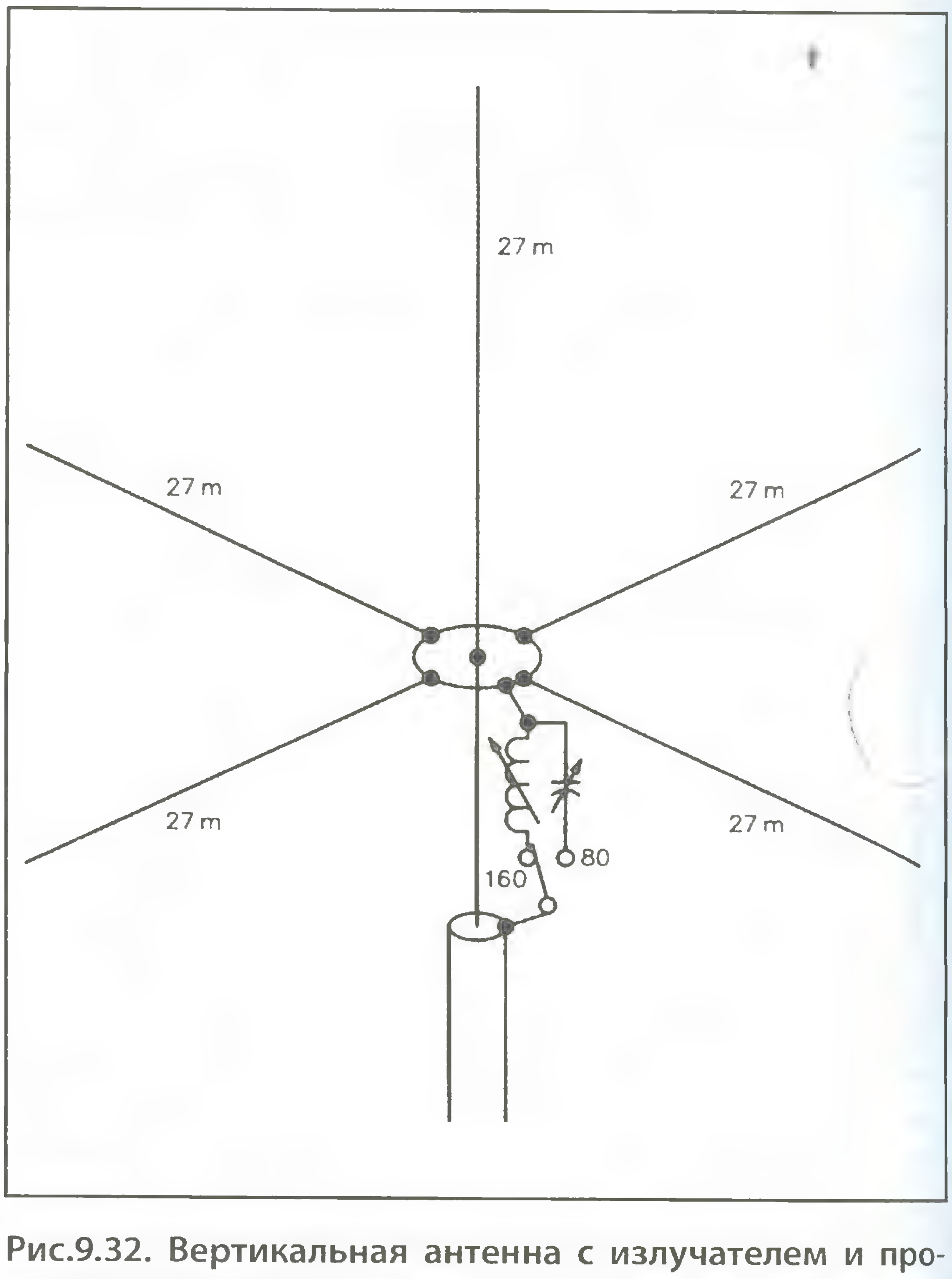


Рис.9.32. Вертикальная антенна с излучателем и противовесами, равными 27 м представляет собой прекрасную антенну как для 80 метрового, так и для 160 метрового диапазонов. Для переключения диапазонов требуется коммутировать только нагрузочный элемент – катушка (160 метров) или конденсатор (80 метров).

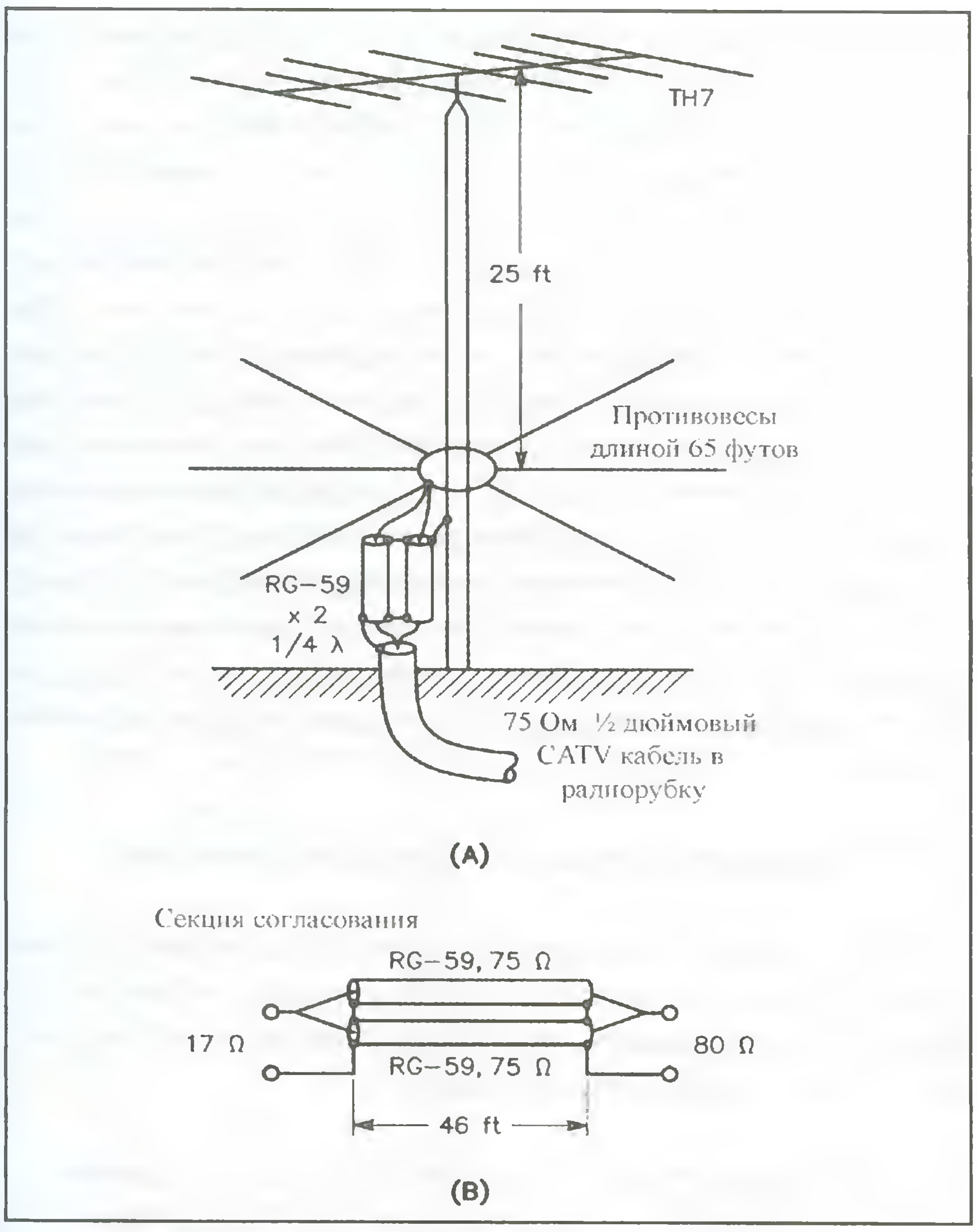


Рис.9.33. Возбуждающая система заземленной мачты N4KG. В оригинальной системе N4KG использованы противовесы длиной 90°, что делает необходимым подгонку длины вертикальной части антенны точно до 90° (с учетом концевой нагрузки).

тельно равна 90° относительно точки возбуждения (см. Рис.9.33). 10 четвертьволновых противовесов расположены на высоте 4.5 м над землей. Очень важно, конечно, найти точку прикрепления противовесов к мачте, в которой часть мачты, расположенной выше этой точки, становится резонансной в сочетании с противовесами. Russell установил противовесы и передвигал кольцо, к которому были прикреплены эти противовесы, вверх, вниз по мачте, пока не нашел резонанс системы. Он нашел эту точку на 7.5 м (25 футов) ниже установленной на мачте антенны TH7.

John Belrose, VE2CV, анализировал антенну N4KG при помощи NEC-4 [7821]. Он моделировал соединение мачты с землей (у основания) при помощи заземленного прутка длиной 5 м (незначительно сопротивление постоянному току). Из моделирования стало очевидным, что через секции мачты ниже точки возбуждения протекают ВЧ токи. Эти токи являются причиной того, что усиление антенны становится несколько меньше, чем усиление четвертьволновой антенны, возбуждаемой у основания. Belrose вычислил эту разницу, равную приблизительно 0.8 dB.

Типичная конструкция, похожая на описанную N4KG, дает значение КСВ ≤2 в полосе частот от 100 до 150 кГц. Есть несколько способов расширения полосы частот. Sam Leslie, W4PK, сконструировал систему, в которой он использовал две системы, каждая из двух противовесов, установленных под прямым углом. Одна система противовесов устанавливает резонанс на нижнем участке 80 метрового диапазона (CW участок), а другая – на телефонном участке. Кривая КСВ имеет два провала, один на частоте 3.5 МГц, другой на частоте 3.8 МГц.

Другой способ заключается в конструировании антенны для резонансной работы на участке CW 80 метрового диапазона, и перестройка ее в резонанс на участок SSB при помощи включения конденсатора между линией передачи и противовесами или вертикальной частью антенны (компенсация индуктивной части входного сопротивления на частоте 3.8 МГц).

Использование противовесов с электрической длиной не равной 90 °.

Мы уже выяснили, что противовесы длиной 90° не являются хорошим выбором, если мы хотим исключить излучение от противовесов. Применение либо коротких (от 45 ° до 60 °), либо длинных (от 110 ° до 130 °) противовесов, конечно, более оправдано. В этом случае мы добиваемся резонанса при помощи последовательных катушек или конденсаторов, как рассмотрено в разделе 2.2.8.

Этот способ также менее критичен в выборе точки возбуждения мачты для достижения резонанса: резонанс может быть достигнут при настройке последовательного нагрузочного элемента или даже подрезкой длины противовесов (симметрично!).

Развязка основания мачты от реальной земли.

Есть способ уменьшения потерь при помощи развязки основания вертикальной мачты от земли. Методы развязки были описаны Moxon [693, 7833]. На Рис.9.34 показан план так называемого линейного трапа, который создает высокое сопротивление на отрезке между точкой возбуждения и землей, эффективно изолируя точку возбуждения антенны от заземления. Трап можно сконструировать, последовательно выполняя следующие действия:

- Присоедините шунтирующий провод, отстоящий от мачты на расстояние приблизительно 50 см, прямо под точкой возбуждения антенны.
- Присоедините провод снижения к мачте в той точке, где заканчивается шунтирующий провод, опустите его до земли и соедините с основанием так, чтобы сформировалась петля.
- Вставьте переменный конденсатор в провод снижения (в любом месте, где удобно).
- Возбудите вертикальную антенну (выше линейного шлейфа).
- Используя датчик ВЧ тока (например, типа Palomar, PCM1) настройте конденсатор до минимума тока в проводе снижения.
- Вы закончили!

Рамка + провод снижения + конденсатор формируют резонанс параллельной цепи на рабочей частоте антенны, который предотвращает стекание токов через нижнюю часть антенны в землю.

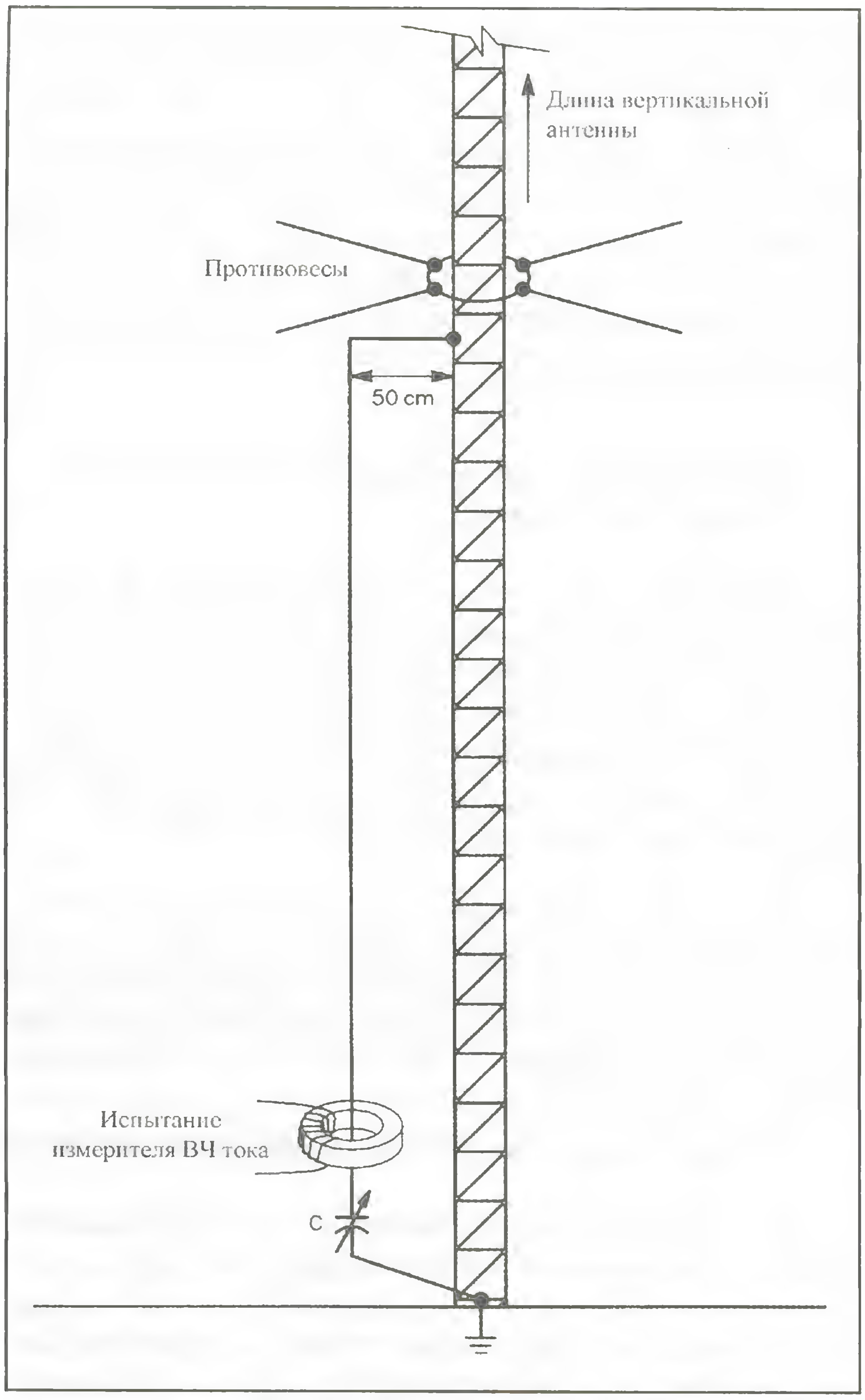


Рис.9.34. Заземленная часть мачты ниже точки возбуждения антенны может быть преобразована в резонансный линейный трап, который создает высокое сопротивление между точкой возбуждения антенны и нижней частью мачты. Настраивайте конденсатор до минимума тока в петле.

Обобщение..

Использование заземленных вышек с приподнятой системой противовесов осуществимо на практике. Основные правила просты:

- Вертикальная антенна (с концевой нагрузкой или без) вместе с системой противовесов должны находиться в резонансе.
- Лучше не использовать противовесы длиной 90 °.
- Необходимо принять меры предосторожности для того, чтобы минимальное количество ВЧ токов стекало в землю.

Обратная система питания, разработанная N4KG.

Russell возбуждает свою антенну очень необычным способом, присоединяя центральную жилу кабеля к противовесам, а внешнюю оплетку к вертикальной части. Он считает, что это предотвращает возникновение дуги между внешней оплеткой и мачтой. Tom располагает свой 75 Омный коаксиальный кабель внутри мачты, который образует ВЧ заглушку. Я настоятельно не рекомендую приматывать коаксиальный кабель к мачте, особенно когда на этом отрезке стоит линейный трап, так как там может возникнуть довольно сильный перепад напряжения. Я бы посоветовал устанавливать коаксиальный кабель в нескольких сантиметрах от любого металла и проводить его по центру внутри мачты. В дополнение к коаксиальному кабелю я бы использовал ССУ, состоящее из множества ферритовых колец (установленное под четвертьволновым преобразователем в направлении передающего устройства). Не так важно соединяется ли оплетка или внутренний проводник с противовесами, если использовано хорошее ССУ. Не важно также, к какой части диполя присоединена оплетка.

Инструкции по практическому применению.

Если у вас есть заземленная мачта и вы хотите использовать ее вместе с системой приподнятых противовесов, например, с четырьмя противовесами, вам необходимо выполнить следующие действия:

1. Определите высоту, на которой будут находиться противовесы. Возьмите 6м. Преобразуйте в градусы (360 ° = 300/F МГц). 6 метров = 13 ° для 160 метров. Если высота мачты позволяет, разместите противовесы как можно выше. Это поможет уменьшить потери, возникающие из-за поглощения в ближнем поле.

2. Определите электрическую длину мачты. Предположим, что длина мачты 30м с 5 элементной 20 метровой Яги на верхнем конце Из рис.9.83 можно определить, что электрическая длина этой мачты приблизительно 123 °.

3. Электрическая длина мачты над точкой присоединения противовесов 123 °- 13 ° = 110 °

4. Приведите четыре противовеса к одинаковой электрической длине по методу, описанному в разделе 2.2.7.

5. Потребуются ли вам катушки или конденсатор для того, чтобы привести систему к резонансу зависит от общей длины вертикальной части антенны плюс противовесов. Если длина больше 180 °, потребуется конденсатор. Катушки индуктивности потребуются если общая длина меньше 180 °. Если предположить, что задействованы 120 ° противовесы, то есть общая длина антенны составляет 110 °+120 ° = 230 °, тогда потребуется последовательный конденсатор для приведения системы к резонансу.

6. Измерьте сопротивление в резонансе используя анализатор антенны. При необходимости используйте четвертьволновый трансформатор (или другую подходящую систему согласования) для того, чтобы согласовать с сопротивлением в линии передачи.

7. Установите линейный трап на отрезок мачты под точкой возбуждения и настройте петлю до резонанса, используя переменный конденсатор (см. выше).

8. Вы закончили!

На рис.9.35 показан конечный вариант антенны, рассмотренной выше. Очевидно, что в мачте должны быть использованы диэлектрические проволочные растяжки или, если используются стальные растяжки, их необходимо разбить на несколько коротких частей для того, чтобы они не связывались с вертикальной антенной.

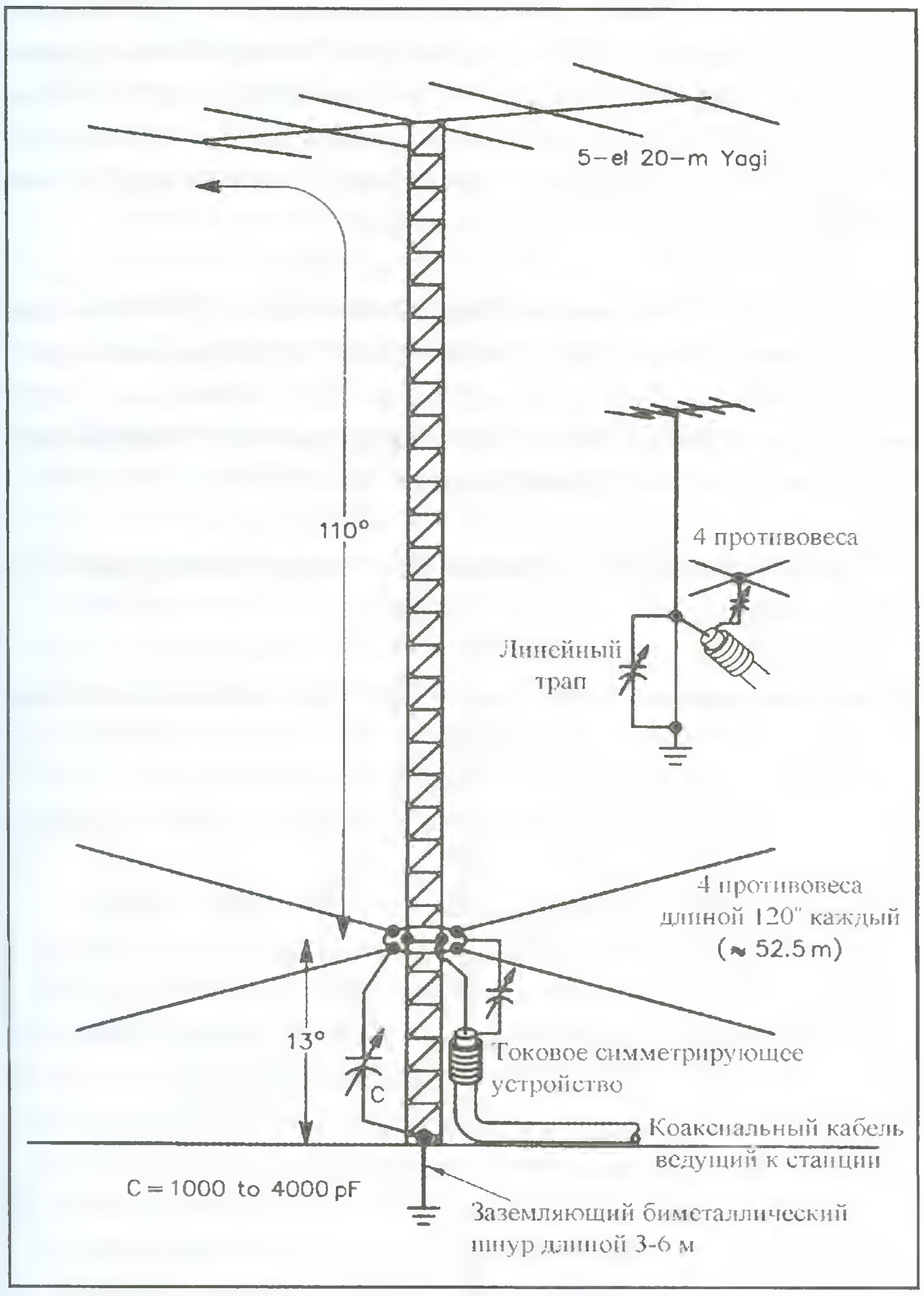

5–el 20–m Yagi
110°
4 противовеса
Линейный трап
4 противовеса длиной 120" каждый
(≈ 52.5 m)
13°
C
Токовое симметрирующее устройство
Коаксиальный кабель ведущий к станции
C = 1000 to 4000 pF
Заземляющий биметаллический шнур длиной 3-6 м

Рис.9.35. Пример заземленной вертикальной антенны с системой приподнятых противовесов (подробности см. в тексте).

В конце концов, возможно, это не слишком хорошая идея устанавливать приподнятые противовесы на вашей заземленной вышке. Это очень сложно.

Вам нужен линейный трап для того, чтобы развязать основание мачты от земли, и нужны противовесы, приподнятые над землей. Возможно, 10-20 противовесов, расположенные на земле, прекрасно справятся с этой задачей.

2.2.12. Система приподнятых противовесов вместе с противовесами (экраном) на земле.

Во всех публикациях на тему приподнятых противовесов, которые я когда-либо читал, моделирование производилось над стандартными типами земли (средняя, хорошая и т.д. – см. таблицу 5.2) или проводились практические исследования над землей, которая имелась в наличии.

В своей модели я предложил улучшить качество земли прямо под вертикальной антенной, чтобы ее приподнятые противовесы могли дать дополнительное усиление, особенно если задействовано от одного до четырех противовесов (см. раздел 2.2.3 и рис.9.20). В случае с одиночным противовесом или когда используются противовесы длиной 90 °, улучшение качества земли под антенной повлечет за собой значительное снижение горизонтально поляризованного излучения под большим углом и увеличит усиление антенны.

Этого можно добиться путем опускания противовесов или установки экрана на землю.

Важно понимать, что эти противовесы, установленные на земле (или экран) ни в коем случае не должны быть гальванически соединены с приподнятыми противовесами. Они не должны быть ни с чем соединены (мы ведь не хотим, чтобы возвратные токи антенны стекали в землю).

Если вы не ограничены в площади, а 4-5 dB усиления стоят усилий, любыми способами установите экран. Если вы не хотите использовать экран для сбора токов антенны, ему не обязательно иметь форму противовесов. Сеть из медных проводов плотностью менее 0.015λ (1м для 80м,

Антенна Titanex V160E на отмели у 3B7RF. Отметим два приподнятых противовеса над соленой водой. Комбинация одного или двух приподнятых противовесов с идеальным отражателем (экраном) под ними сложно для понимания.+

2м для 160м) или даже 0.03λ, если вы готовы потерять около 0.5 dB, - все, что потребуется для создания эффективного экрана в ближнем поле. Убедитесь, что провода хорошо соединены в точках пересечения (см. Раздел 2.1.8.). Если вы используете всего один противовес, вам, возможно, захочется увеличить плотность экрана под ним. В основном, радиус экрана должен быть ¼ λ (в случае с четвертьволновой вертикальной антенной), но использование экрана радиусом 1/8 λ уменьшит усиление не намного (в основном на 0.3 dB меньше, чем при радиусе ¼λ).

В течение 5 лет я с успехом использовал четвертьволновые вертикальные антенны (в конфигурации по четыре вертикала) с одним четвертьволновым противовесом на высоте 5м. Оценивать работу антенны с помощью DX не имеет смысла, но повторяющиеся хорошие результаты соревнований по дальней связи мирового уровня являются достоверной оценкой работы антенны. С этой 80-метровой 4-х элементной квадратной антенной решеткой, которая буквально утопает в медных проводах, я никогда не занимал ниже первого места в Европе на соревнованиях ARRL International DX, как на участках CW, так и на SSB. С1994 года прошло 9 таких соревнований. Вдобавок, с этой антенной я установил новый рекорд Европы.

Если учесть тот факт, что QTH моей антенны не самое выгодное для работы Ws (Нормандия или Уэльс были бы намного лучше), то напрашивается вывод: вертикальные антенны, даже с единственным приподнятым противовесом могут быть лучшими.

2.2.13 Предотвращение протекания наводимых токов через землю.

На рис.9.36 показаны пути протекания наводимых токов в вертикальных антеннах при различном расположении противовесов. На А показан случай использования единственного заземляющего штыря из-за чего наводимые антенной токи распространяются полностью через землю. Это уменьшает эффективность излучения вертикальной антенны в очень большой степени из-за потерь в земле. Заглубленные в земле противовесы могут существенно уменьшить потери наводимых токов, которые теперь могут распространяться в большей степени (в зависимости от количества и длины противовесов) по противовесам в земле, имеющим низкие потери (В).

В случае С мы имеем два противовеса, приподнятых над землей. Существует два пути распространения наводимых токов: без потерь через два противовеса и с потерями через землю, далее через емкость между противовесами и землей по противовесам.

Мы можем свести к минимуму токи в последнем пути при помощи:

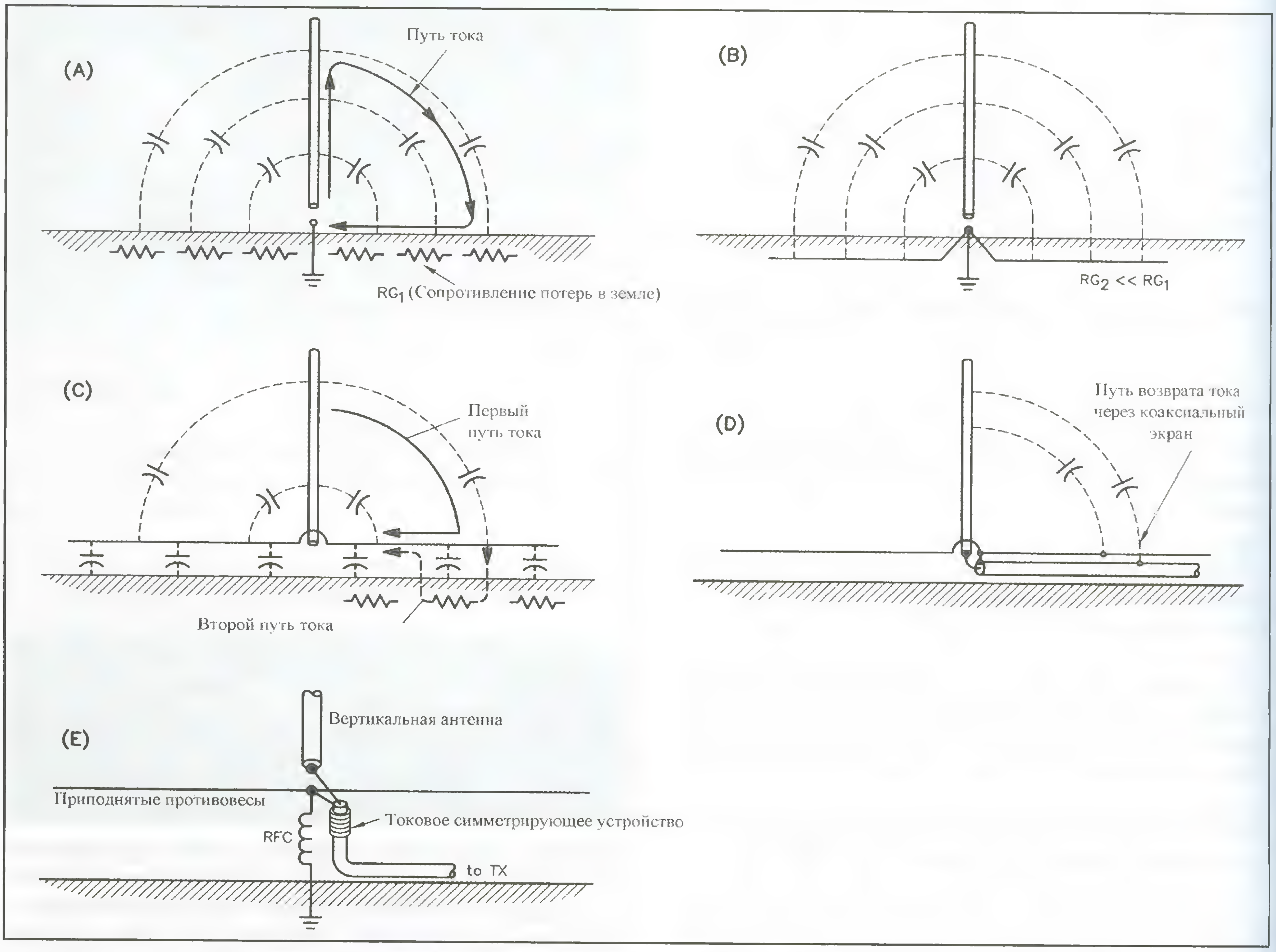


Рис.9.36. Пути протекания наводимых антенной токов при различном расположении противовесов. Детальное описание в тексте.

- Расположения противовесов достаточно высоко над землей. Необходимо сказать, что если противовес расположен в нескольких метрах над землей, емкость на землю достаточно мала.

- Использования меньшего количества противовесов: чем больше противовесов, тем больше емкость, больше ток в земле и, следовательно, больше потери в ней.

- Использования большего количества противовесов: чем больше противовесов, тем лучше экранируется земля. 100 четвертьволновых противовесов идеально экранируют землю под вертикальной антенной. (Возможно, вам покажется, что это противоречит предыдущему пункту, но на самом деле это не так – см. Раздел 2.3.).

- Улучшения проводимости земли под приподнятыми противовесами установкой заглубленных противовесов или наземного экрана (гальванически не связанного с приподнятыми противовесами!).

Другой важный момент заключается в токах, протекающих на внешней поверхности коаксиальной линии передачи. На Рис.9.36 D показано как нежелательные токи могут протекать по внешней оплетке коаксиального кабеля. В этом случае коаксиальный кабель представляет собой просто проводник и по сути является дополнительным противовесом со случайной длиной. Наводимые токи могут протекать по этому проводнику, если мы не разорвем цепь со входом антенны. Вопрос заключается в том, как разорвать коаксиальный противовес, не разрывая кабель.

В этом случае необходимо вставить токовое ССУ (см. рис.9.36 E) в точке возбуждения антенны. Высокое сопротивление токового ССУ токам, протекающим по внешней оплетке кабеля, подавит эти токи. Несколько типов токовых ССУ описаны в разделе 7 главы 6. Если вы вынуждены использовать (из-за особенностей местности) линии передачи ¾λ в четырехэлементной квадратной антенной решетке, то вы можете смотать излишки длин коаксиального кабеля. Смотайте все излишки в катушки и расположите их как можно ближе к точке возбуждения антенны. Получите превосходное токовое ССУ. Коаксиальный кабель всегда лучше располагать на земле или, что предпочтительнее, в земле, чем подвешивать на некоторой высоте при помощи стоек, чтобы предотвращать нежелательные связи и паразитные токи на внешней оплетке кабеля. Исходя из здравого смысла, необходимо заземлить по постоянному току общую точку противовесов. Это может быть выполнено соединением ВЧ дросселем (100 мкГн или больше) общей точки противовесов и заземляющего штыря ниже точки возбуждения антенны, как показано на E.

Если используется небольшое количество противовесов, каждый из них может излучать значительную энергию в ближней зоне и может индуцировать токи в линии передачи вдали от точки установки токового ССУ (от места возбуждения). Закопанная линия передачи улучшает ситуацию. Линия передачи, расположенная над землей очень чувствительна к связям подобного рода. Итак, если вы сделали только два противовеса, расположите линию передачи под прямым углом к этим противовесам. Другими словами, держите линию передачи подальше от ближних полей противовесов.

Когда используется большое число приподнятых противовесов (например, больше 20), нет необходимости в использовании токовых ССУ, так как экранирующий эффект противовесов достаточен для предотвращения протекания по внешней оплетке кабеля паразитных токов наводимых антенной любой значимой амплитуды.

2.2.14. Приподнятые противовесы в вертикальных антенных решетках.

Когда вертикальная антенна используется как элемент в антенной решетке, необходимо действовать в соответствии с дополнительным параметром при выборе оптимальной длины противовеса, особенно если вы озабочены уменьшением излучения решеткой горизонтальной составляющей под большим углом до абсолютного минимума.

Несмотря на то, что мы полагаем, что длинные противовесы (например, от 120° до 130°) могут дать преимущества в усилении (по сравнению с 45° противовесами), в антенных решетках всегда лучше использовать короткие противовесы, так как это поможет уменьшить связь между противовесами различных элементов антенной решетки.

Тщательное расположение противовесов также очень важно. Никогда не располагайте противовесы, принадлежащие разным элементам решетки параллельно друг другу. Выполняйте размещение противовесов так, чтобы связь была минимальной.

Нулевая связь достижима только при использовании заглубленных противовесов, оканчивающихся решеткой из шин там, где противовесы соседних элементов встречаются друг с другом.

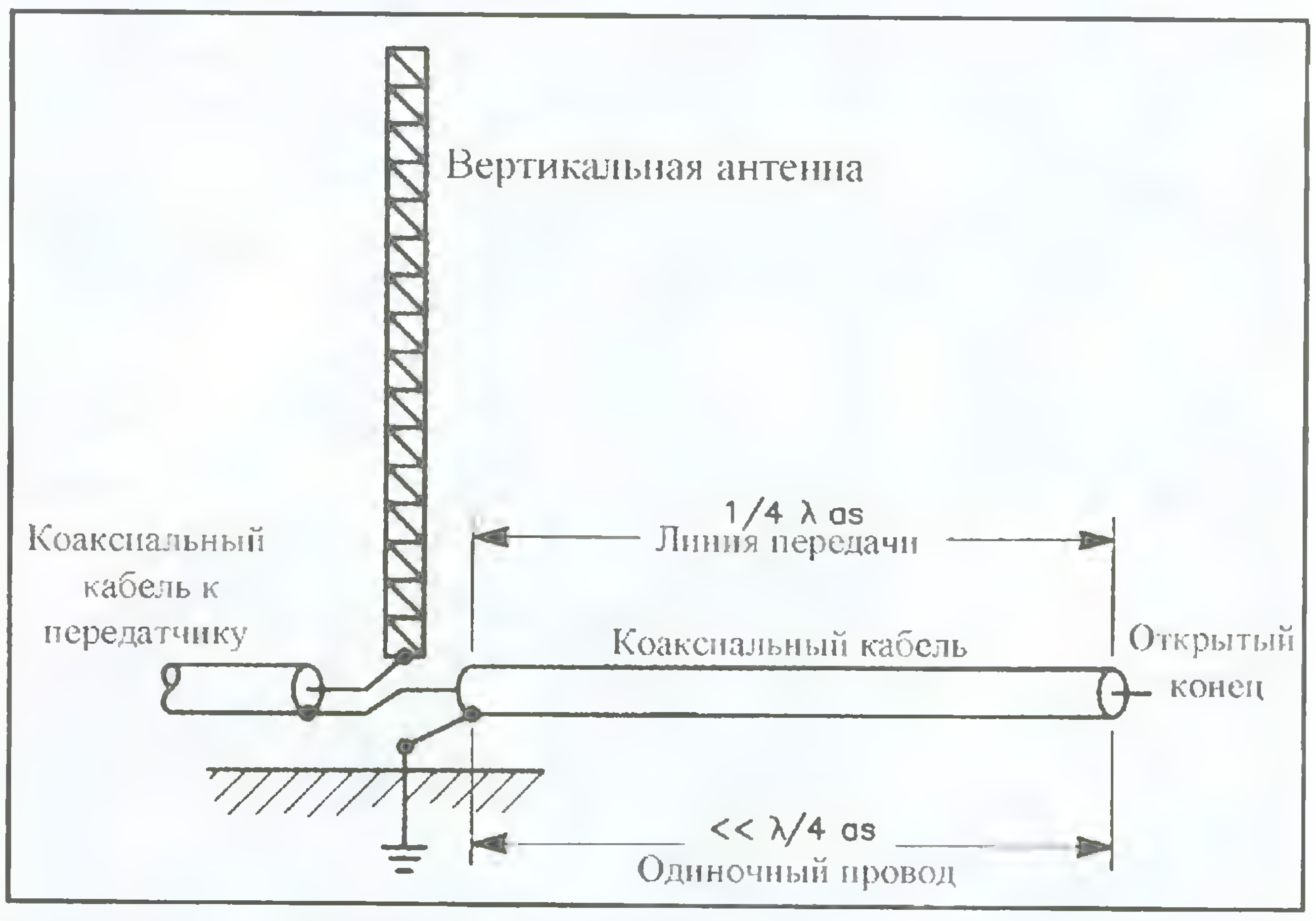


Рис.9.37. Схема коротких противовесов, описанных Artigo, KN6J. Ясно, что длина противовеса не равна ¼ λ, а только ¼ λ умноженное на коэффициент укорочения коаксиального кабеля (0.25 x 0.66 = 0.165λ). Коэффициент укорочения кабеля (экрана), использованного в виде отдельного провода, не равен коэффициенту укорочения кабеля, использованного в качестве линии передачи. Коэффициент укорочения «проволоки» лежит между 95 и 98% для обычных высот (несколько метров) и около 70% для изолированной проволоки, лежащей на земле.

Факты таковы, что если вы используете четыре противовеса длиной 90° в каждом элементе антенной решетки, и планируете размещение противовесов так, чтобы в известной степени связь между соседними элементами не существовала, то, возможно, использование с тем же успехом единственного противовеса в каждом элементе. Нулевая связь достижима только при использовании заглубленных противовесов, оканчивающихся решеткой из шин там, где противовесы соседних элементов встречаются друг с другом (см. раздел 9.10 главы 13).

2.2.15. «Чудесные» противовесы для 160 метров (?).

Журнал «CQ magazine» (июнь 1992, стр.57) опубликовал мистическое «чудесное» решение проблемы размещения полноразмерных четвертьволновых противовесов для 160 метров.

Автор выполнил свои противовесы из старого (надеясь, что он не имеет потерь) коаксиального кабеля, придав каждому форму четвертьволнового резонатора, учитывая коэффициент укорочения в нем. Для обычного кабеля (изолятор полиэтилен) коэффициент укорочения равен 0.66, так что длина противовеса для частоты 1.85 МГц составляет только 88 футов. Он оставил концы каждого из противовесов разомкнутыми, в то время как экран противовеса соединил с заземляющим штырем у основания антенны.

Что реально происходит? Экран кабеля не защищен от поля антенны и по нему потекут наводимые токи. Электрическая длина экрана кабеля не связана с коэффициентом укорочения используемой линии передачи. Если противовес приподнят на несколько метров над землей, он не будет резонансным на 160 метрах, хотя в этом и нет необходимости (см. раздел 2.2.4). Однако, если противовес лежит на земле, возможно, что его резонансная частота приблизится к рабочей. В самом деле, резонансная длина противовеса, расположенного вблизи над землей (см. или около того) составляет 0.12 λ, а не 025 λ, как на большой высоте. Это вызвано не коэффициентом укорочения коаксиального кабеля (0.25 x 0.66 = 0.15), а его близостью к земле, что и сделало его резонансным при длине 0.15 λ.

Далее, открытая четвертьволновая линия передачи представляет собой короткое замыкание у основания антенны (только на частоте точно соответствующей ¼ λ), это означает, что противовес связан как с заземляющим штырем, так и с экраном линии передачи, возбуждающей антенну (см. рис.9.37). Мы уже знаем, что если мы используем приподнятые противовесы, то мы не желаем соединения с реальной землей, что происходит в этом случае. Может быть, несмотря на то, что противовес намеренно был положен на землю, в этом случае может возникнуть резонанс, как описано выше.

Использование коаксиального кабеля в качестве противовеса при таких соединениях уменьшает полосу частот антенны: на точной резонансной частоте он представляет собой короткое замыкание (в действительности это не так, поскольку существует некоторое сопротивление, из за потерь в кабеле), но выше резонансной частоты сопротивление на конце противовеса становится индуктивным, ниже резонансной частоты – емкостным. То же самое происходит с сопротивлением вертикального элемента антенны. Эти реактивности (обе имеют одинаковый знак) суммируются во входном сопротивлении антенны, уменьшая эффективную полосу частот и увеличивая потери в антенне.

2.3. Закапывать или приподнимать?

Ясно и может быть реально доказано, что система приподнятых противовесов (на небольшой высоте) является действительно альтернативой системе закопанных противовесов. Если использовать очень небольшое количество противовесов (от 1 до 8), то их задачей (почти единственной) является эффективный сбор токов, наводимых вертикальной антенной. При большом количестве противовесов становится важным экранирующий эффект. Потери ближнего поля в земле могут быть значительно уменьшены при использовании экранирующего эффекта большого количества противовесов.

Приподнятые противовесы имеют следующие преимущества:

- Подъем основания антенны выше ближайших препятствий.
- Возможность установки хорошей заземляющей системы над очень неровной поверхностью, например над скалистой землей.
- Большие возможности при согласовании (реальная земля не резонансная, приподнятая система противовесов, использующая только несколько противовесов, максимум четыре, может быть сделана индуктивной или емкостной, что может быть использовано при конструировании согласующей системы).

При использовании приподнятых противовесов, я руководствуюсь следующими принципами:

- Устанавливаю противовесы как можно выше.
- Использую как можно больше противовесов.
- Если использую небольшое количество (менее 20), то устанавливаю заземляющий экран.

Если у вас достаточно места, а поверхность ровная, то я советую, однако, использовать заглубленные противовесы.

2.4. Оценка системы противовесов.

Оценка подразумевает измерение напряженности поля, создаваемой антенной, или измерение параметров, для которых мы знаем связь с напряженностью поля. Мы не можем оценить антенну только при помощи моделирования. Мы можем развивать, конструировать и предсказывать характеристики при помощи моделирования, но мы не можем оценивать реальные характеристики антенны на компьютере.

Нет другого пути, как выполнить измерения напряженности поля для реальной оценки. Однако, существует несколько непрямых измерений и эти исследования могут быть выполнены:

Заглубленная система противовесов.

Классическим методом оценки потерь в заземляющей системе является измерение активной части входного сопротивления вертикальной антенны, при монотонном увеличении количества противовесов. Это сопротивление должно последовательно уменьшаться, приближаясь к нижнему пределу, когда установлена очень хорошая замедляющая система.

Однако, необходимо сознавать, что проводимость земли может существенно зависеть от времени и погоды. Поэтому рекомендуется выполнять такое тестирование за короткое время, чтобы минимизировать влияние различных факторов окружающей среды на ваш тест [818,819].

Peter Bobeck, DJ8WL, организовал такой тест на своей антенне с концевой нагрузкой (Т антенне) длиной 23 м. Он добавлял противовесы длиной 50 м (на земле), измеряя входное сопротивление и определил следующее:

Кол-во Противовесов	2	5	8	14	20	30	50
Сопротивление (Ом)	122	66	48	39	35	32	29

Случайно при восьми противовесах оказалось идеальное согласование с 50 Ом кабелем, но КПД системы в этом случае будет менее 50%!

Не удивляйтесь, если сопротивление окажется менее 36 Ом для полноразмерной четвертьволновой антенны.

Я впервые удивился, когда получил приблизительно 20 Ом для моей полноразмерной четвертьволновой вертикальной антенны в диапазоне 160 метров, но это произошло из-за очень большого эффективного диаметра.

Для расчета эффективности антенны вы можете использовать значения из таблицы 9.1, в которой приведены значения сопротивления противовесов, заглубленных в земле хорошего качества. В условиях бедной земли можно ожидать более высоких значение сопротивления, особенно если используются всего несколько противовесов.

Очевидно, что измерение сопротивления вертикальных антенн и наблюдение за его снижением при увеличении количества противовесов ничего не говорит нам о потерях, вызванных поглощением в ближнем поле. Это лишь указывает на потери $I^2 R$ (эффективность сбора возвратных токов).

Периодические осмотры системы противовесов на предмет поломки проводов и отсоединения контактов и ржавчины обеспечат вам длительную эксплуатацию вашей системы. На рис.9.38 изображен DJ6OT, осматривающий противовесы 160 метровой вертикальной антенны ON4UN. Если противовесы заглублены, неплохо сделать их доступными в том месте, где они соединяются с решетками из шин. Таким образом, вы всегда сможете провести проверку с помощью измерителя тока, если по противовесу все еще проходит ток. Если нет, возможно, противовес сломан в точке, находящейся недалеко от соединения.

Система приподнятых противовесов:

Если у вас есть 1, 2 или 16 приподнятых противовесов и если эти противовесы - единственный путь возврата тока (приподнятые противовесы не соединяются с землей, в которой происходят потери), измеряемая реальная часть сопротивления антенны не меняется. По мере увеличения числа противовесов не происходит постепенного уменьшения входного сопротивления.

Измерение сопротивления антенны не дает никакого представления о потерях в земле, возникающих из-за поглощения ближнего поля.

Единственное, что можно сделать для проверки системы приподнятых противовесов, - измерить ток в противовесах, хотя это практически не связано с напряженностью поля под малым углом. Тем не менее, используя всего несколько противовесов (от 2 до 8), желательно проверять токи в противовесах для того, чтобы убедиться, что они равны (±1%).

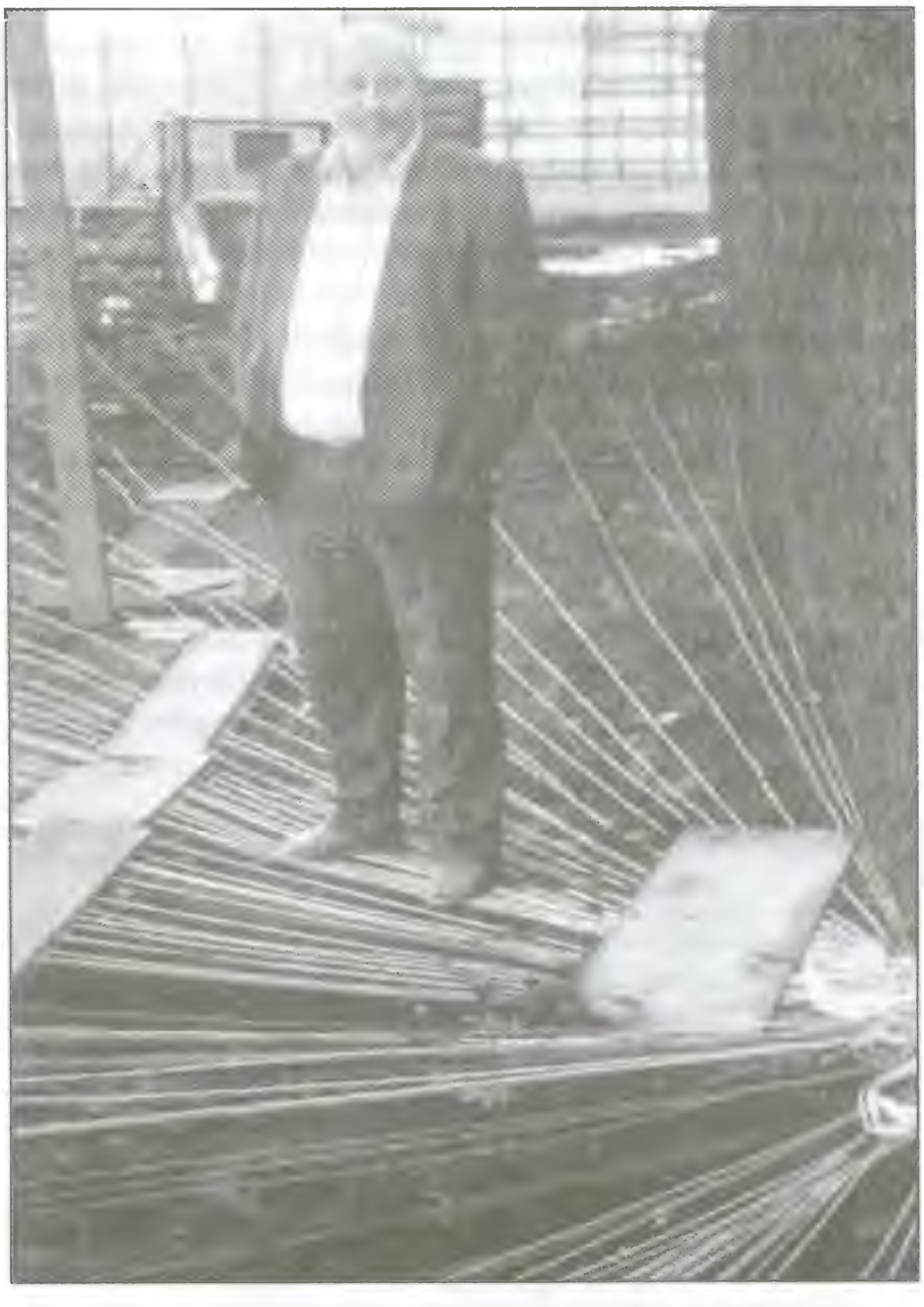


Рис.9.38. Walter Skuldarek, DJ6QT, обследует некоторые из противовесов, задействованных в 160 метровой вертикальной антенне ON4UN. Половина противовесов заглублены, а половина уложена на земле сада за оградой (в том месте, где беспорядок не видно из дома!). В целом использовано около 250 противовесов длиной от 15 до 75 метров.

Регулярно проверяйте ваше ССУ. Я бы порекомендовал периодически проверять его эффективность путем измерения индуктивности. Все эти замеры должны проводиться на рабочей частоте. Для этих целей незаменим новый AEA-CIA анализатор.

3. Короткие вертикальные антенны.

Короткие вертикальные антенны могут быть «нагружены» до резонанса на желаемой рабочей частоте. В этом разделе описаны различные методы нагрузки, которые позволяют вычислить сопротивление излучения для каждого типа антенны. Также приведены правила разработки и руководство по применению для каждого типа нагруженной вертикальной антенны. Разработка катушек нагрузки приведена в деталях. Разные методы нагрузки сравниваются по их эффективности.

Короткие вертикальные антенны описаны в подробностях в любительской литературе [771, 794, 746, 7793, 1314]. Gerd Jansen опубликовал замечательную книгу на эту тему на немецком языке , которая называется «Kurze Antennen» [7818].

Диаграмма направленности короткой вертикальной антенны в основном соответствует диаграмме направленности полноразмерного четвертьволнового вертикала. На рис.9.39 показаны диаграммы направленности в вертикальной плоскости коротких вертикальных антенн над идеальной землей, рассчитанные с помощью ELNEC. Заметим, что усиление практически одинаково во всех случаях (теоретически, разница составляет менее 0.5 dB).

Короткий (короче, чем ¼λ) монополь демонстрирует импеданс, реальная часть которого меньше 36.6 Ом, а реактивная часть емкостная. Нагрузка короткой вертикальной антенны означает аннулирование реактивной части сопротивления для приведения ее к резонансу. Самым простым способом нагрузи является установка в основании антенны катушки, индуктивная реактивность которой будет равна емкостной реактивности короткой вертикальной антенны. Это так называемы метод нагрузки основания. На рис.9.40 показаны классические схемы нагрузки коротких вертикальных антенн наряду с распределением тока вдоль антенны. Вспомним (Раздел 1.2), что сопротивление излучения является мерой площади под кривой распределения тока. Также вспомним (Раздел 1.3.), что эффективность излучения определяется следующим образом:

$$Eff = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}}$$

Очевидно, что основными моментами, на которые следует обратить R_{rad} внимание при изучении коротких вертикальных антенн, являются эффективность и ширина полосы частот. Давайте детально рассмотрим эти понятия.

В формуле эффективности коротких антенн числитель (R_{rad}) уменьшается, а знаменатель скорее всего увеличится (потери, возникающие в таких элементах нагрузки как катушки). Это значит, что мы имеем два момента, которые снижают эффективность нагруженных вертикальных антенн. Таким образом, необходимо уделять максимум внимания этим моментам путем:

- Поддержания сопротивления излучения на максимально возможном уровне (что совсем не приравнивается к поддержанию входного сопротивления на максимально возможном уровне).

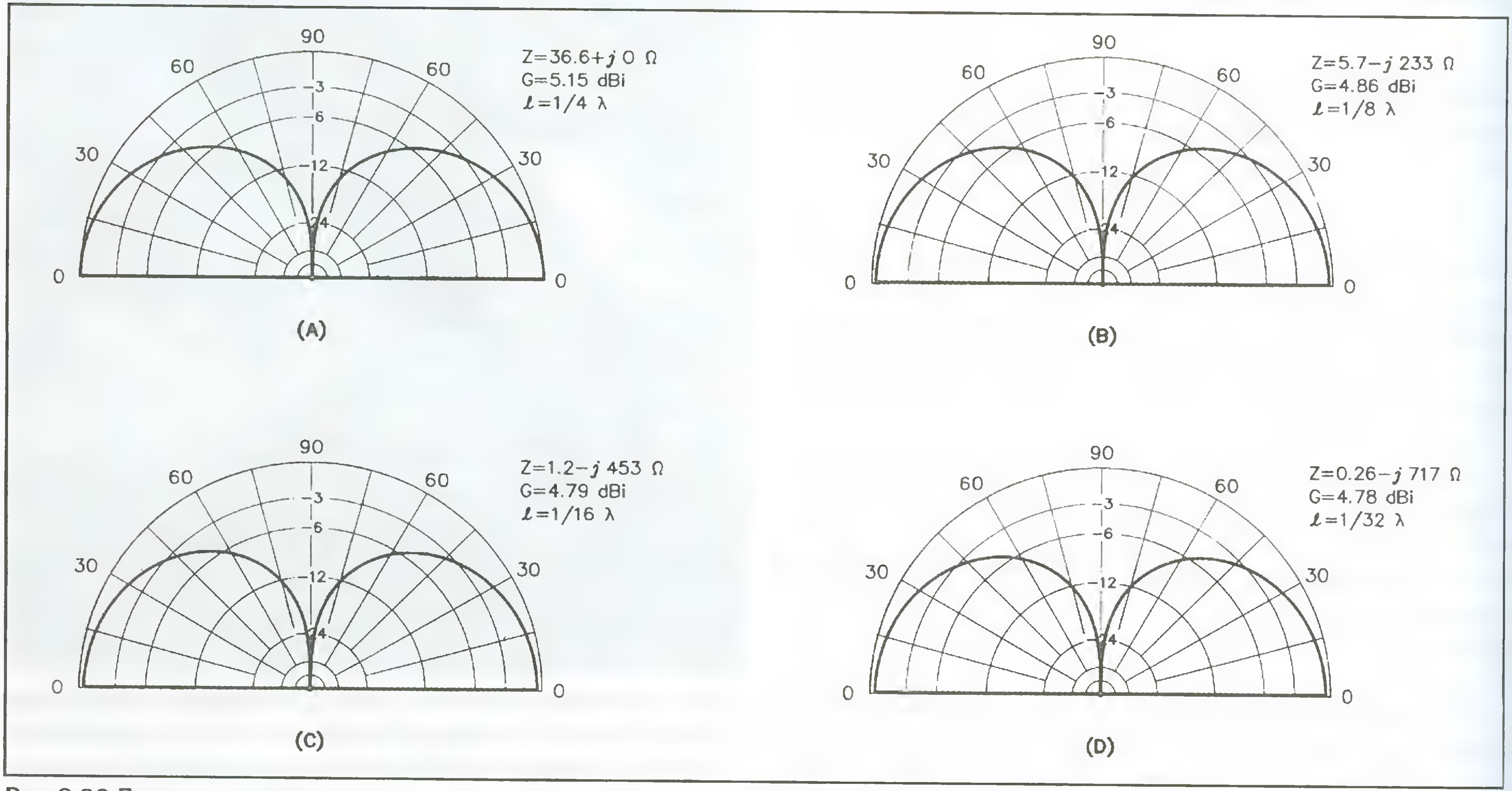


Рис.9.39 Диаграммы направленности в вертикальной плоскости и усиление вертикальных антенн различной высоты. Заметим, что усиление, также как и форма диаграмм направленности, практически не меняются с изменением высоты антенны. Диаграммы были созданы с использованием ELNEC над идеальной землей при частоте 3.5 МГц и диаметре проводника 2мм. А – высота ¼ λ, В – высота 1/8 λ, С – высота 1/18 λ,, D – высота 1/32 λ.

- Поддержания уровня потерь в элементах нагрузки на минимально возможном уровне.

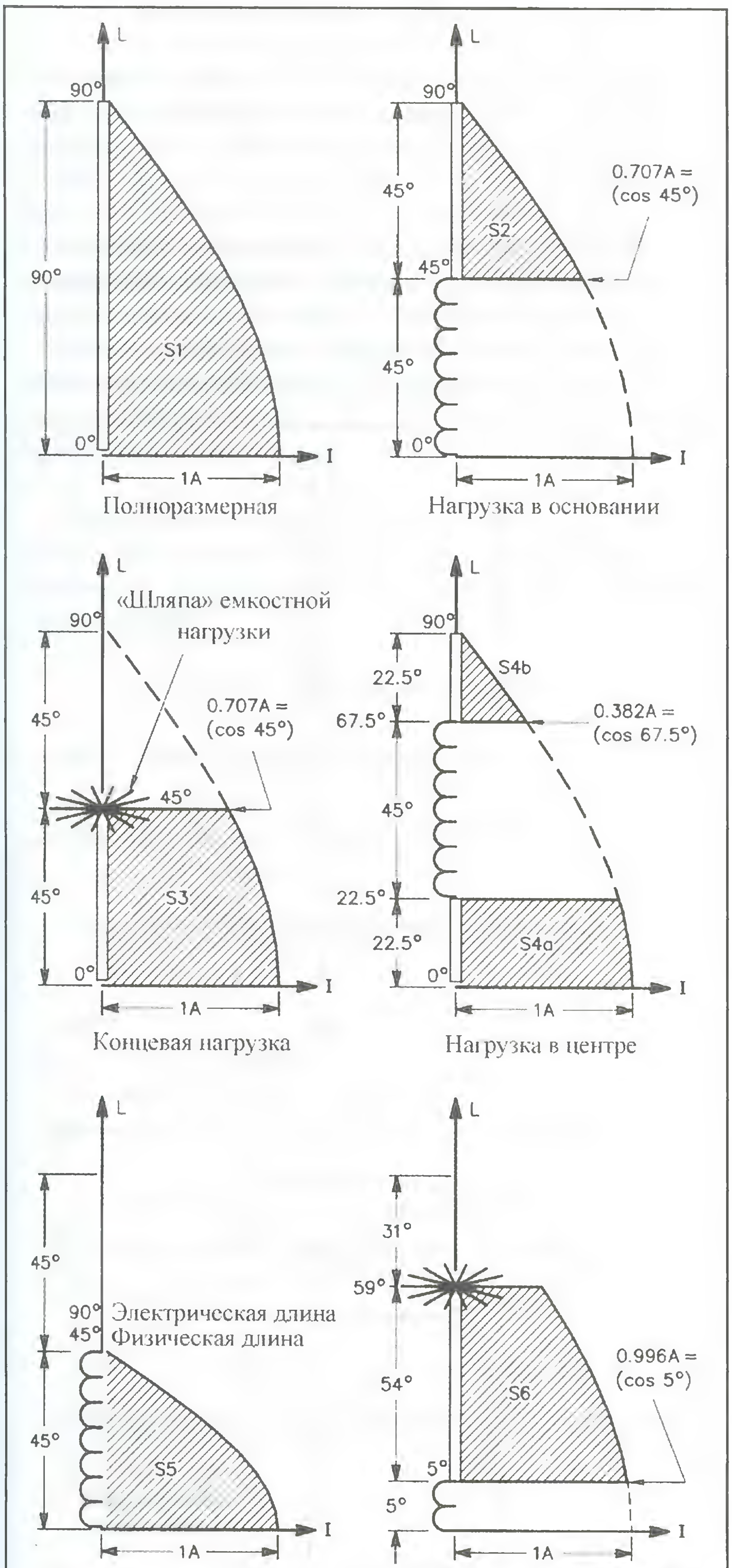

L
90°
90°
0°
S1
I
1A
Полноразмерная
L
90°
45°
45°
0.707A =
(cos 45°)
S2
45°
0°
I
1A
Нагрузка в основании
L
90°
«Шляпа» емкостной нагрузки
45°
0.707A =
(cos 45°)
45°
45°
S3
0°
I
1A
Концевая нагрузка
L
90°
22.5°
S4b
67.5°
0.382A =
(cos 67.5°)
45°
22.5°
22.5°
S4a
0°
I
1A
Нагрузка в центре
L
45°
90° Электрическая длина
45° Физическая длина
45°
S5
I
1A
Продолжительная нагрузка
L
31°
59°
54°
S6
0.996A =
(cos 5°)
5°
5°
I
1A
Комбинирование концевой нагрузки и нагрузки в основании

Рис.9.40. Распределение тока в коротких нагруженных антеннах. Сопротивление излучения пропорционально площади под кривой распределения тока. Эффективность также пропорциональна сопротивлению излучения. Подробности см. в тексте.

3.1. Сопротивление излучения.

Последовательность расчета сопротивления излучения была приведена в разделе 1.2., когда мы обнаружили, что для четвертьволновой вертикальной антенны (сделанной из проводника очень малых размеров) сопротивление излучения равно 36.6 Ом. А теперь проанализируем следующие типы коротких вертикальных антенн:

1. Нагруженные в основании.
2. Нагруженные на конце.
3. Нагруженные в центре.
4. Нагруженные одновременно в центре и на конце.
5. Последовательно нагруженные.

3.1.1. Нагрузка в основании.

Метод заключается в установке катушки в основание монополя. Монополь, нагруженный в основании, показан на рис.9.23С. Он на 50% короче полноразмерного четвертьволнового монополя. Нагрузка основания делает их электрические длины равными.

Сопротивление излучения может быть рассчитано по методу, приведенному в разделе 1.2. Тригонометрическое выражение, которое дает те же результаты приведено ниже [742].

$$R_{rad} = 36.6 \times \frac{(1-\cos L)^2}{\sin^2 L}, \quad (9\text{-}5)$$

где L – длина монополя в градусах (1 λ=360°). В соответствии с этой формулой сопротивление излучения вертикальной антенны, нагруженной в основании (уменьшение размеров на 50%) равно 6.28 Ом.

Hall, K1TD, вывел другое выражение для сопротивления излучения [1008]:

$$R_{rad} = \frac{L^{2.736}}{6096}, \quad (9\text{-}6)$$

где L – электрическая длина монополя в градусах.

Эта простая формула дает точный результат для монопольной антенны длиной от 70° до 100°, но ее применения следует избегать для более коротких антенн. Практический пример описан в разделе 3.6.1.

3.1.2. Концевая нагрузка.

Патент на вертикальную антенну с концевой нагрузкой был впервые получен в 1909г. Simon Eisenstein, Россия, Киев. На рис.9.42 приведена копия заявки на патент, где видна комбинация из катушек и концевой нагрузки. Также показано полученное распределение тока.

На конце вертикальной антенны нет тока, а напряжение максимально. В этом месте наиболее эффективной является емкостная нагрузка, а индуктивная нагрузка (катушки), наоборот, минимально эффективна. В некоторых случаях индуктивная нагрузка комбинируется с емкостной (концевой) нагрузкой.

Концевую нагрузку можно создать с помощью одного из следующих методов (см. рис.9.43):

· Емкостная концевая нагрузка: в форме диска или спиц колеса на конце укороченной вертикальной антенны. Детали разработки антенны с capacitance hat приведены в разделе 3.6.3.

· Концевая нагрузка (T – антенна): симметрична по отношению к антенне. Равные токи, протекающие в обеих половинах нагрузки, существенно снижают излучение от нагрузки. Метод создания смотрите в разделе 3.6.5.

· Катушка с емкостной нагрузкой в форме диска: во многих случаях катушка нагрузки используется в комбинации с емкостной нагрузкой. Это может быть потребоваться, если для настройки антенны до резонанса на заданной частоте требуется необычно большая по размерам емкостная нагрузка.

· Катушка с концевой нагрузкой в форме T: тот же метод, что и катушка с емкостной нагрузкой в форме диска (пример разработки приведен в разделе 3.6.7).

· Инвертированная L: Эта конфигурация на самом деле не является вертикальной антенной, нагруженной на конце, так как горизонтальная нагрузка излучает также как и мачта, чтобы создать как горизонтальную, так и вертикальную поляризацию.

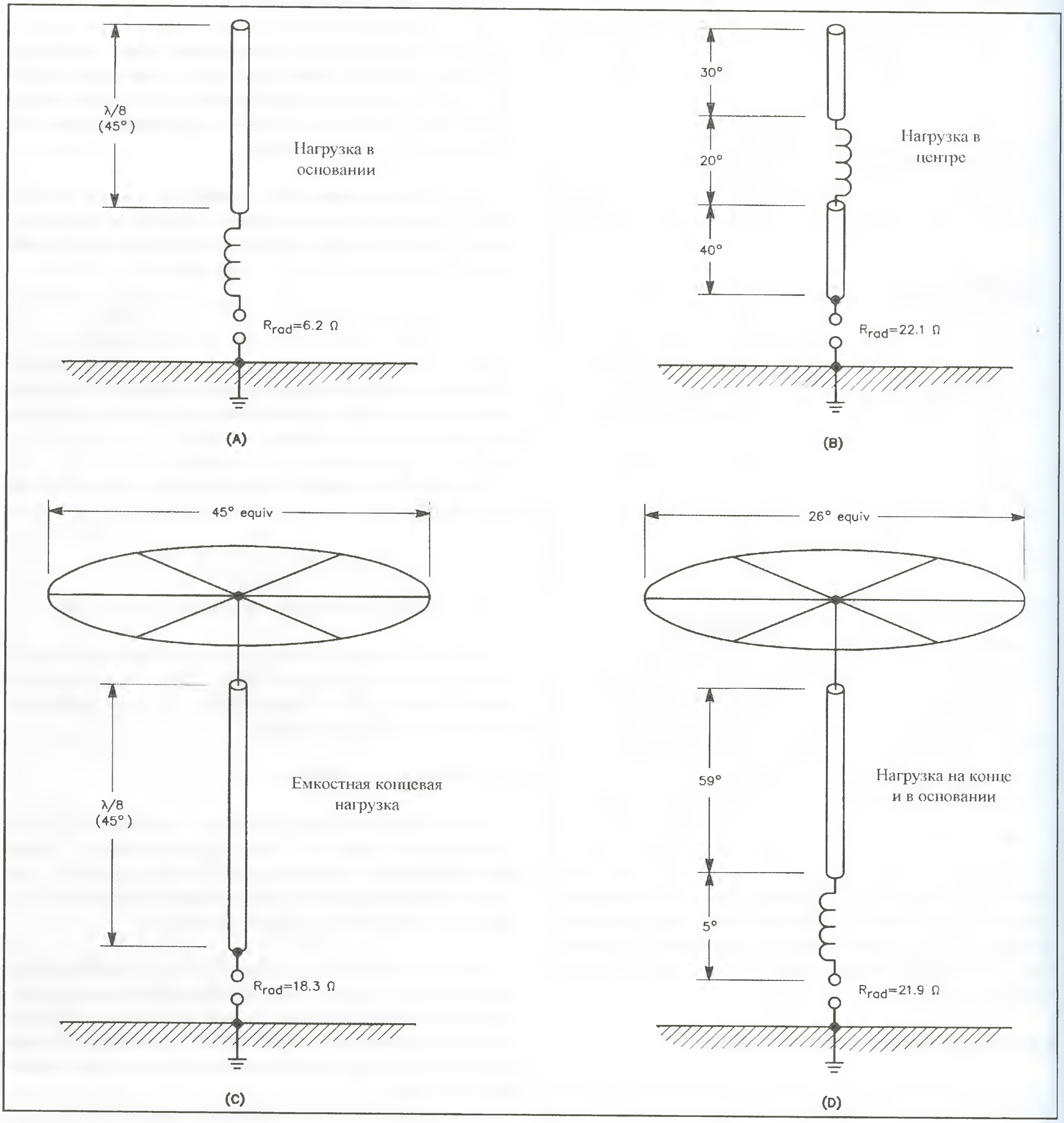

λ/8
(45°)
Нагрузка в основании
Rrad=6.2 Ω
(A)
30°
20°
40°
Нагрузка в центре
Rrad=22.1 Ω
(B)
45° equiv
λ/8
(45°)
Емкостная концевая нагрузка
Rrad=18.3 Ω
(C)
26° equiv
59°
5°
Нагрузка на конце и в основании
Rrad=21.9 Ω
(D)

Рис.9.41. Четыре основных типа нагрузок, используемых для приведения коротких вертикальных антенн к резонансу. При сравнении R_{rad} во всех четырех примерах примите во внимание разницу физических длин излучателей, так как они не все равны между собой.

Антенны с инвертированной L описаны отдельно в разделе 9.

- Катушка с проводом: также не совсем вертикальная антенна с нагрузкой на конце. Представляет собой разновидность инвертированной L.

При расчете сопротивления излучения вертикальной антенны с концевой нагрузкой не имеет значения, какой из методов использовался. При заданной высоте антенны сопротивление излучения во всех методах одинаково.

Тем не менее, когда мы имеем дело с эффективностью (задействованы и R_{rad} и R_{loss}), результаты использования разных методов отличны между собой (разные значения сопротивления потерь).

Сопротивление излучения может быть рассчитано по методу, описанному в разделе 1.2. Тригонометрическое выражение, которое дает тот же результат, приведено ниже [742, 794]:

$$R_{rad} = 36.6 \times \sin^2 L \quad (9.7)$$

где L – длина монополя в градусах.

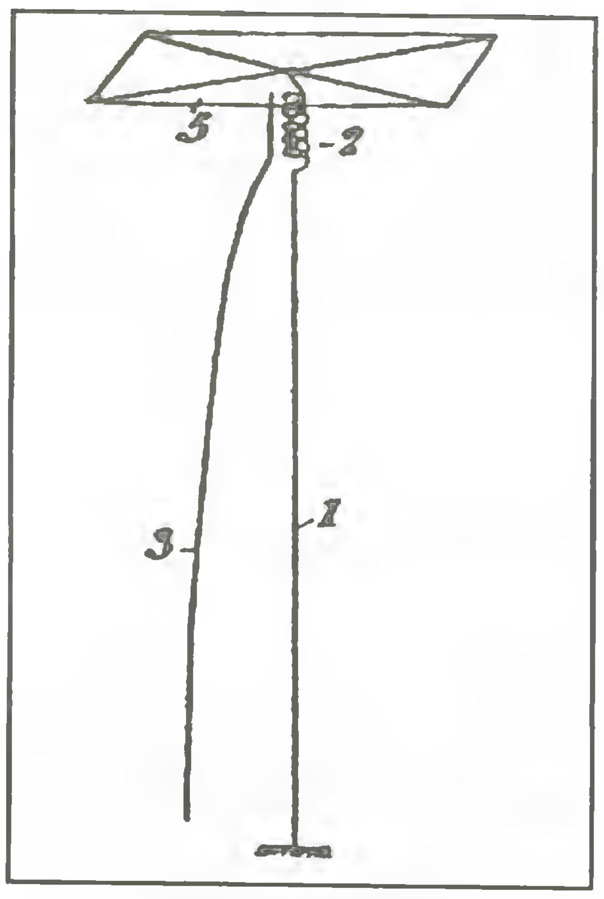


Рис.9.42. Фрагмент заявления на патент от 10 Августа 1909г. Здесь изображен рисунок первой вертикальной антенны, нагруженной на конце.

Монополь, укороченный на 50%, с чистой концевой нагрузкой (Рис.9.41 C) имеет сопротивление излучения, представленное выражением:

$$R_{rad} = 36.6 \times \sin^2 45^\circ = 18.3 Ом$$

Значения сопротивления излучения вертикальных антенн с концевой нагрузкой можно взять из Рис.9.44 и 9-45. Для вертикальных антенн с концевой нагрузкой используйте только 0% кривые.

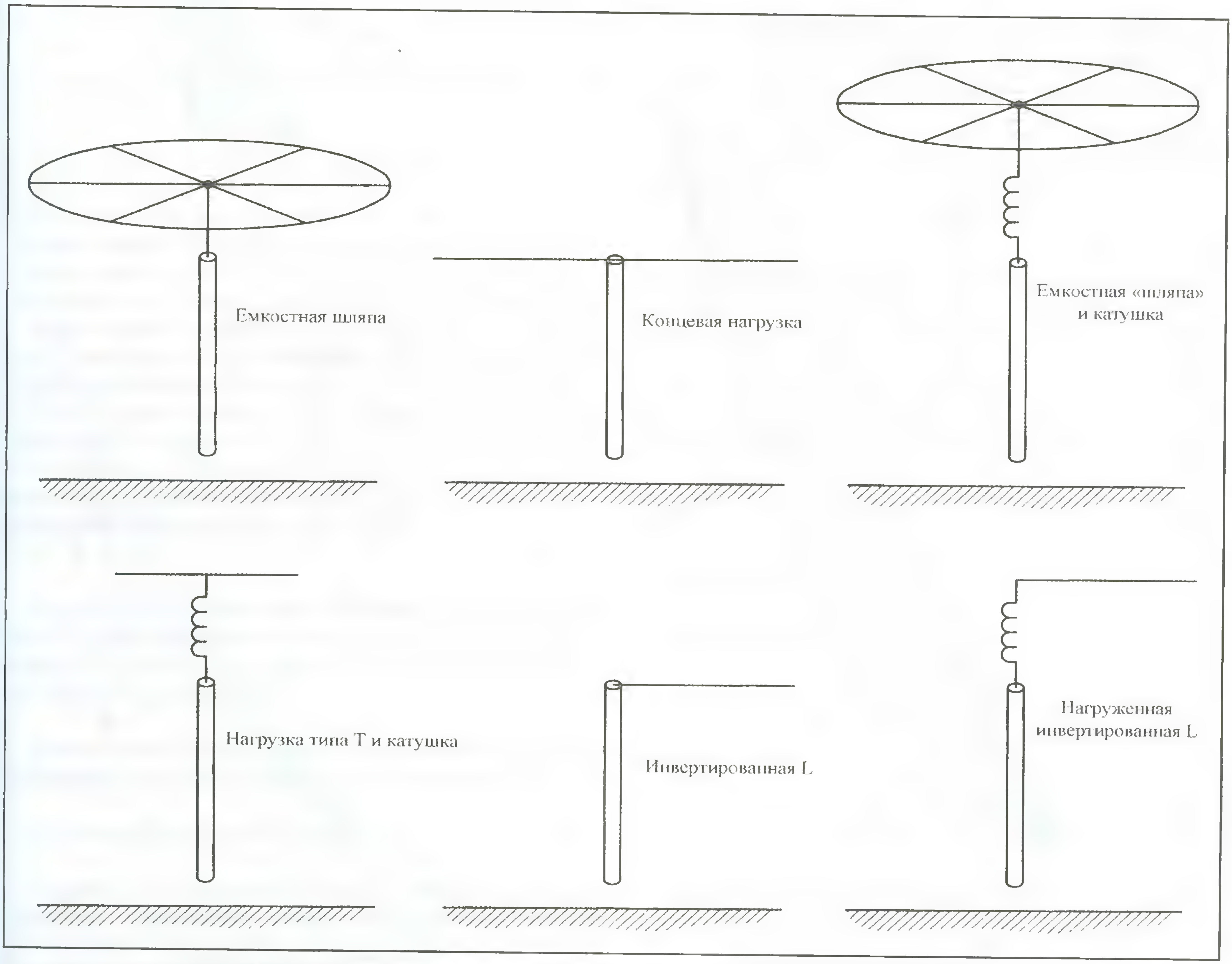

Емкостная шляпа
Концевая нагрузка
Емкостная «шляпа» и катушка
Нагрузка типа T и катушка
Инвертированная L
Нагруженная инвертированная L

Рис.9.43. Стандартные типы концевой нагрузки коротких вертикальных антенн. Инвертированная L и нагруженная инвертированная L не являются настоящими вертикальными антеннами, так как их излучение содержит горизонтальную составляющую.

3.1.3. Нагрузка в центре.

Нагрузка монополя, нагруженного в центре, (Рис.9.41B) представляет собой катушку, расположенную на мачте. Секцию антенны над катушкой обычно называют штырем.

Исходные данные (с рис.9.41B):

- Длина мачты ниже катушки = 40°
- Длина мачты над катушкой = 30°

Сопротивление излучения можно рассчитать с помощью метода, описанного в разделе 1.2. Тригонометрическое выражение, которое дает те же результаты, приведено ниже [742 и 7993]:

$$R_{rad} = 36.6 \times (1 - \sin t2 + \sin t1)^2 \text{ , (9.8)}$$

где t1 – длина вертикальной антенны ниже катушки (40°),

t2 - 90° минус длина вертикальной антенны над катушкой = 60°

Следовательно, R_{rad} = 22.1 Ом.

3.1.4. Комбинирование концевой нагрузки и нагрузки в основании.

Концевая нагрузка и нагрузка в основании часто используются одновременно (Рис.9.41D). Концевая нагрузка часто представлена в виде емкостной нагрузки в форме диска или в виде двух или более емкостных нагрузок в форме Т или наклонных проводов. Если требуется широкий диапазон частот (от 3.5 до 3.8 МГц), можно нагрузить вертикальную антенну на конце до резонанса на частоте 3.8 МГц . Для работы на частоте 3.5 МГц устанавливается небольшая нагрузка в основание антенны.

Сопротивление излучения можно рассчитать как показано в разделе 1.2. Тригонометрическое выражение, которое дает те же результаты, приведено ниже [742 и 7993]:

$$R_{rad} = 36.6 \times \frac{(\sin t1 - \sin t2)^2}{\cos^2 t2} \text{ , (9.9)}$$

где t1 – электрическая высота мачты вертикальной антенны,

t2 – электрическая длина катушки нагрузки в основании

В нашем примере, показанном на рис.9.41D, t1 = 59°, t2 = 5°.

$$R_{rad} = 36.6 \times \frac{(\sin 59^\circ - \sin 5^\circ)^2}{\cos^2 5} = 21.9 Ом$$

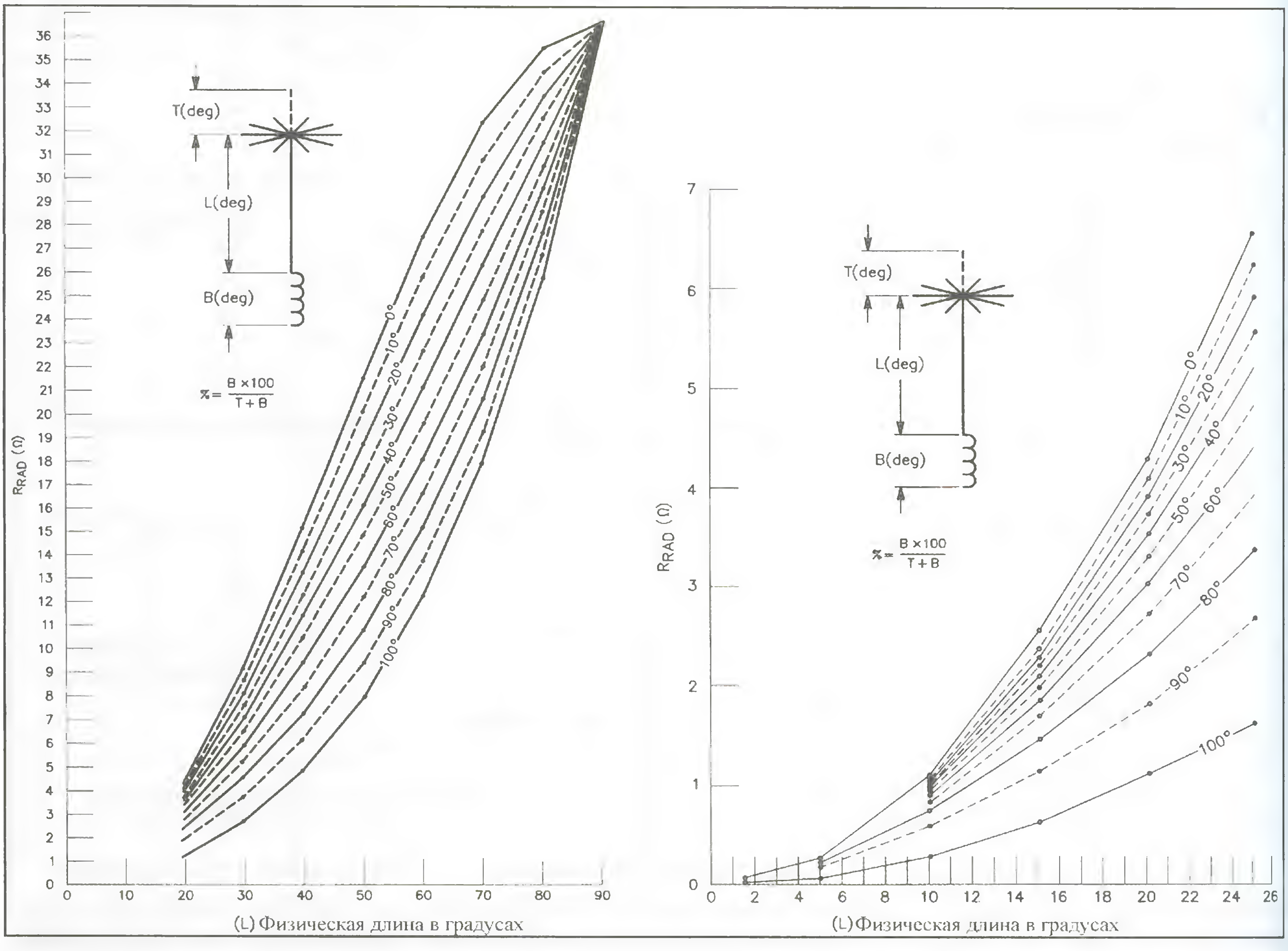


Рис.9.44. Сопротивление излучения монополей с комбинированной нагрузкой на конце и в основании. Используйте В для более коротких монополей, чтобы получить более точный результат.

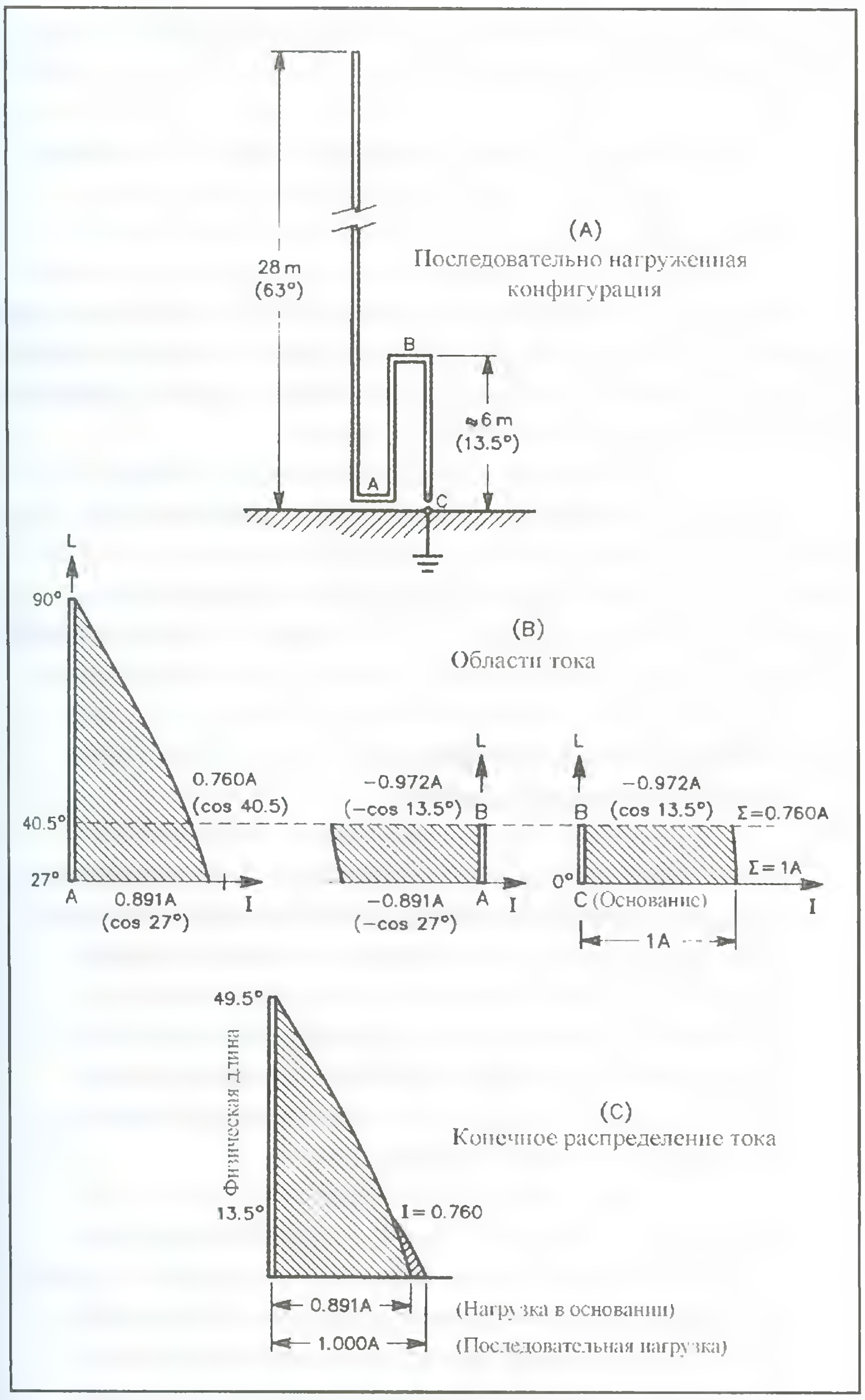

(A)
Последовательно нагруженная конфигурация
28 m (63°)
B
≈6 m (13.5°)
A
C
L
90°
(B)
Области тока
0.760A (cos 40.5)
40.5°
27°
A
0.891A (cos 27°)
I
−0.972A (−cos 13.5°)
B
−0.891A (−cos 27°)
A
I
L
L
−0.972A (cos 13.5°)
B
Σ=0.760A
Σ=1A
0°
C (Основание)
I
1A
49.5°
Физическая длина
(C)
Конечное распределение тока
13.5°
I=0.760
0.891A
1.000A
(Нагрузка в основании)
(Последовательная нагрузка)

Рис.9.45. Элемент последовательной нагрузки в точке А просто является частью антенны, загнутой назад для того, чтобы уменьшить физическую длину антенны. На В представлено графическое изображение площади под кривой распределения тока для последовательно нагруженной вертикальной антенны. Затушеванная область на С демонстрирует увеличение сопротивления излучения благодаря эквиваленту нагрузки в основании. Так как при данном способе нагрузки катушки не используются, последовательная нагрузка может быть использована практически без потерь.

На рис.9.44 показано сопротивление излучения монополей с комбинированной нагрузкой. Физическая длина антенны (L) + концевая нагрузка (T) + нагрузка в основании (B) должно равняться 90°.

Расчет требуемой емкости и размеров емкостной нагрузки в форме диска приведены далее в разделе 4.6.3.

3.1.5. Последовательная нагрузка.

Разработку последовательно нагруженных элементов лучше всего проводить графическим способом (Рис.9.45). Возьмем, к примеру, вертикальный монополь, изображенный на рис.9.45А, длиной 28 метров и нагруженный последовательно до 1.8. МГц.

Длина четвертьволновой вертикальной антенны (длиной 90°, с коэффициентом укорочения 96%) для 160 метров равна:

$$\frac{300\times0.96}{1.8\times4}=40m$$

А для 28 метров $90\times28/40=63^\circ$

Оставшиеся 90°-63°=27° компенсируются элементом последовательной нагрузки, которую представляет собой загнутая часть антенны.

На В и С рис.9.45 показано распределение тока в антенне. Если предположить, что на входе ток составляет 1А, то можно рассчитать ток в основных точках:

$$B\ 13{,}5^\circ.\ I(a) = \cos 13.5 = 0.972A$$

$$B\ 27{,}0^\circ\ I(b) = \cos 27 = 0.891A$$

$$B\ 40.5^\circ\ I(c) = \cos 40.5 = 0.760A$$

Петлевой последовательно включенный шлейф похож на двухпроводную линию передачи, но, в то время, как в двухпроводной линии передачи при полностью симметричной нагрузке токи в двух проводниках линии равны по амплитуде и противоположны по фазе и, следовательно, не излучают, в случае последовательно включенного шлейфа излучение полностью не подавлено. Для оценки влияния излучения последовательного включенного шлейфа, определим площадь под кривой распределения тока (Рис.9.45).

Суммирование площадей под распределением тока двух проводов нагружающего шлейфа дает эффективную площадь, которая ответственна за излучение шлейфа и, следовательно, за увеличение сопротивления излучения.

Просуммируем токи в следующих точках: I_{total} в точке 40.5° от конца антенны = 0.76 - 0.972 + 0.972 = 0.76 A. I_{total} у основания антенны = 0.891 - 0.891 + 1.0 = 1.0 A.

На рис.9.45 С показано результирующее распределение тока.

Верхняя секция.

Площадь верхней секции:

$$\int_{40.5}^{90}\cos L dL=\sin 90^\circ-\sin 40.5^\circ=$$

$$0.35\times\frac{180^\circ}{radians}=20.1A\times градус$$

Эквивалентная длина верхней секции

$$=\frac{20.1}{0.76}=26.44^\circ.$$

Нижняя секция.

Площадь нижней секции:

Средняя ширина трапеции

$$= \frac{1.0+0.76}{2} = 0.880 .$$

$$S_2 = 13.5^\circ \times 0.880 = 11.88 A \times градус \ .$$

Эквивалентная длина нижней секции =11.88°.

Общая длина.

Общая эффективная длина =26.44°+11.88°=38.32°.

Полная электрическая длина

$$= \frac{300}{3.8} = 78.95м .$$

Из равенства 9-2, получим $R_{rad} = 16.4$ Ом .

Сравним последовательную нагрузку с нагрузкой у основания антенны для одинаковой структуры антенны. Используя равенство (9.5), получим:

$$R_{rad} = 36.6 \times \frac{\left(1-\cos 63^\circ\right)^2}{\sin^2 63^\circ} = 13.7 Ом \ .$$

Отсюда ясно, что последовательная нагрузка имеет два преимущества перед нагрузкой, установленной у основания антенны:

1. Сопротивление излучения значительно выше.

2. Последовательная нагрузка может быть выполнена с меньшими потерями, чем катушка (большая) у основания антенны.

Метод включения последовательной нагрузки, описанный выше, был использован с большим успехом в антенне укороченный 40 метровый луч (Hy-Gain 402BA), в которой последовательная нагрузка использовалась в центре диполя.

Он также успешно использовался в укороченных Яги и диполях 40 и 80 метрового диапазонов фирмы KLM, в которых последовательная нагрузка устанавливалась на определенном расстоянии от центра элементов.

3.2. Обеспечение высокого значения сопротивления излучения.

Как следует из ранее рассмотренного, это не одно и тоже, что и обеспечение высокого значения входного сопротивления! Использование любых типов трансформаторов таких, как петлевые элементы, или любого другого согласующего устройства не изменит сопротивления излучения, как показано в разделе 3.6 главы 5.

Правила обеспечения высокого значения сопротивления излучения просты:

1. Используйте как можно более длинные вертикальные антенны (до 90°).

2. Предпочтительно используйте концевые (емкостные) нагрузки, чем нижние или центральные нагрузки.

На рис.9.44 приведены сопротивления излучения для монополей с комбинированной нагрузкой у основания и на конце антенны. Графики ясно показывают существенное преимущество концевой нагрузки.

Значение R_{Rad}, приведенные на этих кривых могут быть использованы для антенн, имеющих диаметры от 0.1° до 1° (360° =1λ). Sevick, W2FMI [818], получил очень похожие результаты экспериментально, в то время, как значения на графиках, приведенных выше, получены математически.

3.3. Обеспечение низких потерь в нагрузках.

- Емкостная нагрузка: Потери, связанные с емкостной нагрузкой пренебрежимо малы. Когда используют концевую емкостную нагрузку, особенно на 160 метрах, практическим ограничением является, вероятно, размер (диаметр) концевой нагрузки. Следовательно, при конструировании коротких вертикальных антенн разумно начинать с выбора размеров концевой «шляпы».

- Концевая Т- нагрузка: Как и в случае емкостной нагрузки, потери практически отсутствуют. Однако, не всегда есть возможность выполнить концевую нагрузку идеально горизонтальной. Небольшой наклон проводов концевой нагрузки достаточно эффективен, а когда используется в паре (каждый провод в паре расположен в линию со вторым проводом), излучение от этих проводов нулевое.

- Последовательная нагрузка: Последовательно включенные системы могут быть выполнены, как и концевая нагрузка, практически без потерь. Последовательная нагрузка не может быть выполненной на нижнем конце вертикальной антенны. Однако, использование ее выше вдоль вертикальной антенны, делает необходимым обеспечение электрического доступа к точке установки нагрузки.

- Индуктивная нагрузка: Катушки индуктивности являются в действительности устройствами с потерями. Эквивалентное последовательное сопротивление потерь равно:

$$R_{loss} = \frac{X_L}{Q}, \quad (9.10)$$

где X_L - реактивность катушки индуктивности,

Q – добротность катушки.

Без специальных мер можно легко получить добротность 200 – 300. У хорошо сконструированной и тщательно выполненной катушки добротность может достигать 800 (см. раздел 3.6.6).

Нагрузки у основания антенны относительно небольшие, потери также невелики, но и сопротивление излучения R_{rad} также мало. В разделе 3.6.2 приведены практические конструкции с реальными значениями.

При концевой нагрузке необходима катушка с большой индуктивностью и, соответственно, с большими потерями, в тоже время, сопротивление излучения R_{rad} будет также значительно выше (см. разделы 3.6.6 – 3.6.9 со значениями, имеющимися на практике).

3.4. Принципы конструирования коротких вертикальных антенн.

Из рассмотренного выше, мы можем сделать следующие выводы:

- Делайте «короткие» вертикальные антенны физически как можно более длинными.
- Используйте концевые нагрузки (емкостную «шляпку» или Т- нагрузку, горизонтальные или наклонные), чтобы достичь наиболее возможного значения сопротивления излучения.
- Используйте последовательную нагрузку вместо катушки индуктивности везде, где это возможно для уменьшения потерь.
- Используйте наиболее лучшую заземляющую систему (противовесы).
- Старайтесь избегать применения катушек, либо конструируйте и выполняйте их очень тщательно (с максимальным значением добротности).
- Следите с особой тщательностью за электрическими контактами в антенне, контакт между секциями антенны, между антенной и нагрузочными элементами. Это необычайно важно, особенно при малом сопротивлении излучения.

Хотя мы и можем выполнить небольшую вертикальную антенну с небольшими внутренними потерями, но не всегда имеется возможность уменьшить потери в цепях протекания наводимых токов (противовесах и земле), чтобы увеличить эффективность вертикальной антенны. Небольшие вертикальные антенны часто устанавливаются в местах с ограниченной площадью, что означает, что протяженная и эффективная заземляющая система исключена из применения.

Запомните, что для коротких, нагруженных антенн заземляющая система зачастую более важна, чем для полноразмерных четвертьволновых вертикальных антенн.

Широко распространенно недоразумение, что вертикальные антенны не требуют большого пространства. Ничего подобного. Вертикальные антенны нуждаются в огромном пространстве! Хорошая заземляющая система для короткой вертикальной антенны требует гораздо большего пространства, чем для диполя, если вы не живете на морском побережье у соленой воды, где вы можете обойтись простой заземляющей системой. Между прочим, именно соленая вода позволяет создавать коротким нагруженным вертикальным антеннам большинства DXеров такие хорошие сигналы. Вспомним VK0IR (остров Хирд) и ZL7DK (остров Чатем), это только пара из них.

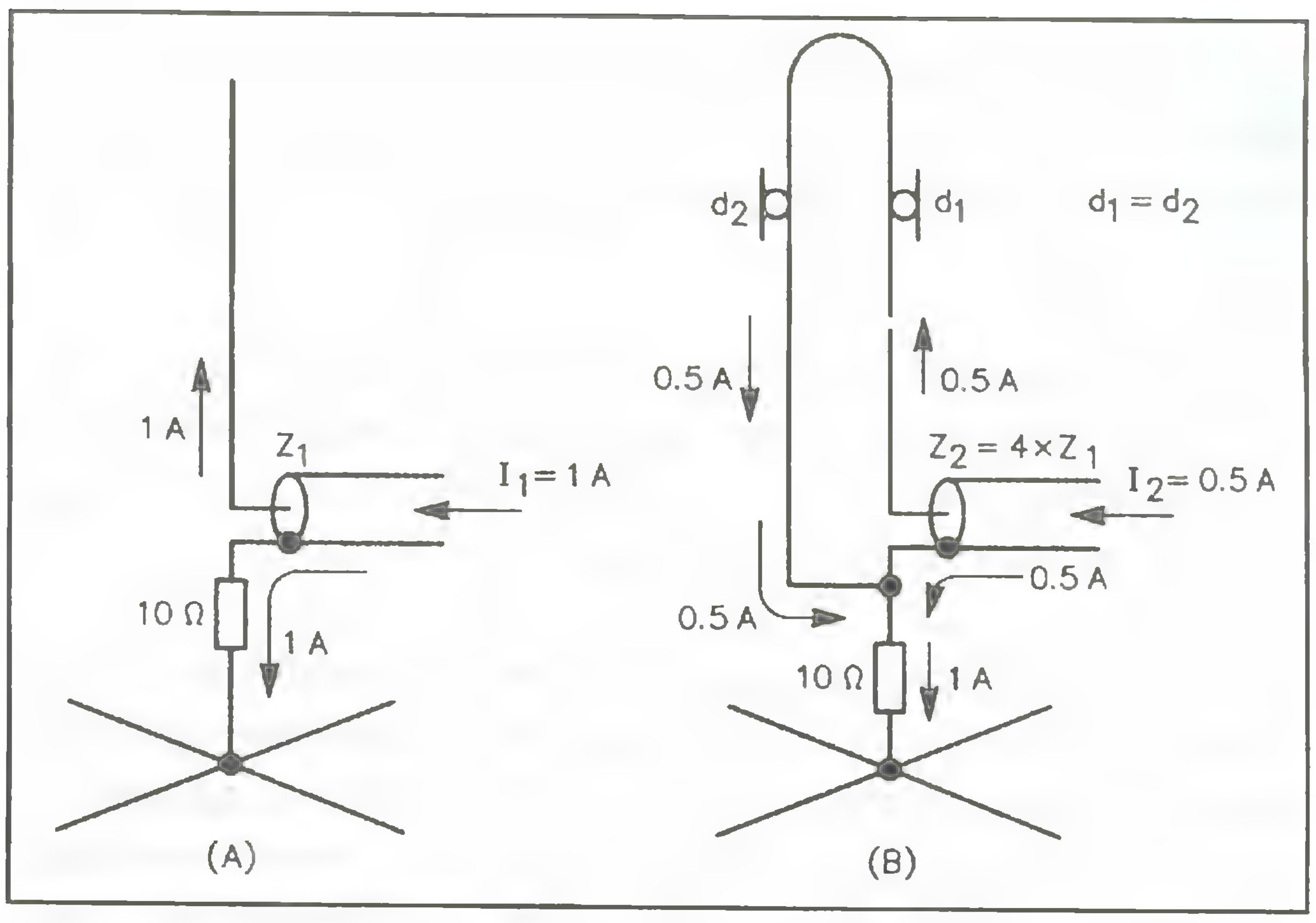


Рис.9.46. В заземляющей системе протекают одинаковые токи, вне зависимости от типа используемого элемента: петлевого или линейного. Это хорошо проиллюстрировано для обоих случаев. Детальное объяснение смотрите в тексте.

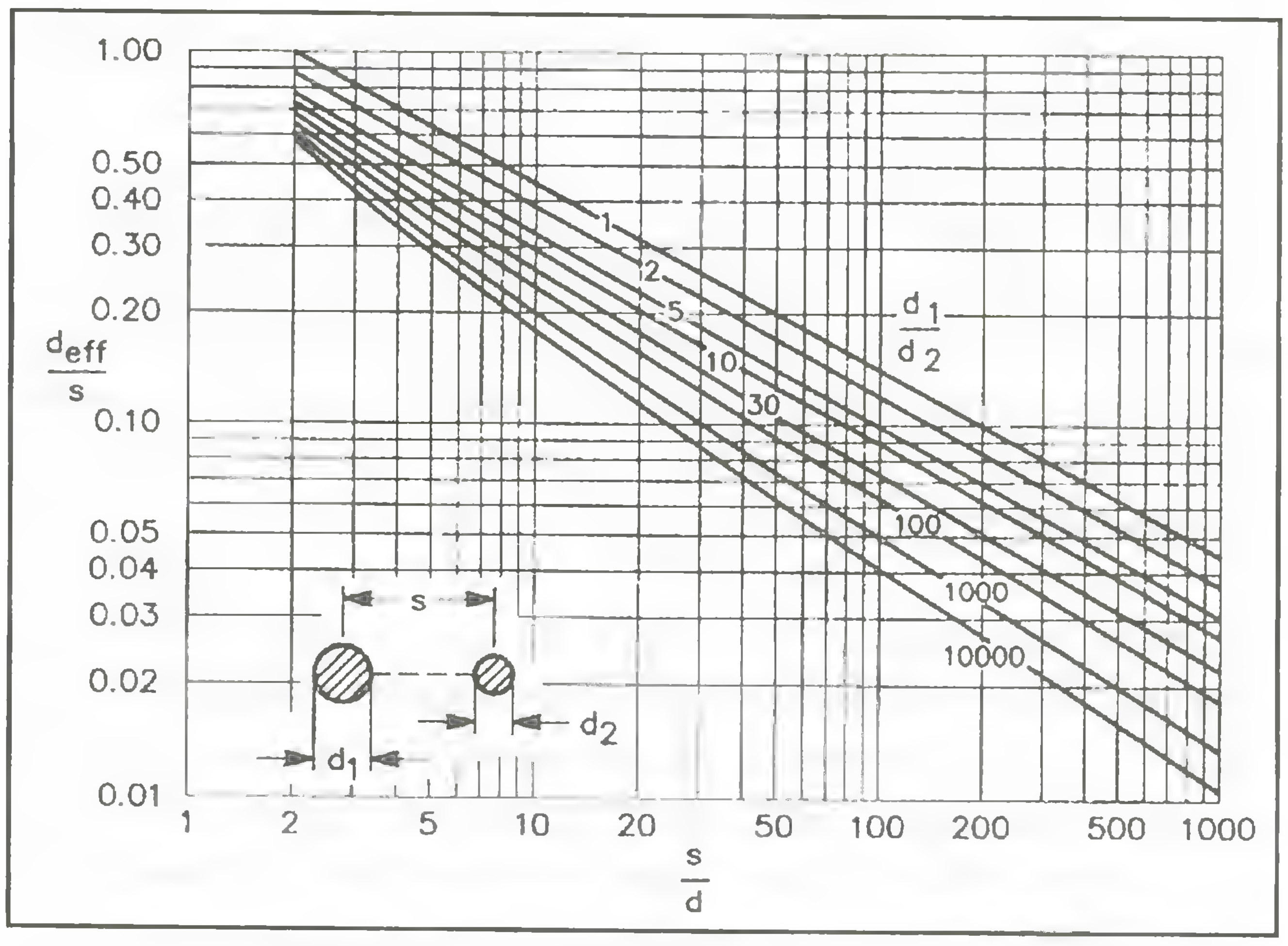


Рис.9.47. Нормированный эффективный диаметр антенны петлевой диполь, состоящей из двух проводников различного диаметра в виде функции диаметров отдельных проводников d_1ud_2,а также расстояния между ними (S). (Kurze Antennen. Gerd Janszen.)

3.4.1. Вертикальные антенны с петлевыми элементами.

Другое распространенное заблуждение это то, что петлевые элементы увеличивают сопротивление излучения антенны и, следовательно, увеличивают эффективность (КПД) системы. Однако, сопротивление излучения петлевого элемента это не то же самое, что и его входное сопротивление.

Активная часть входного сопротивления петлевого монополя с двумя плечами равного диаметра равно 4 x R_{rad}. Однако, высокое входное сопротивление не поможет уменьшить потери из-за низкого сопротивления излучения, поскольку в петлевом элементе меньший ток протекает в еще одном проводнике, сохраняя те же потери.

В петлевом монополе ток через заземляющую систему будет таким же, как и в обычном, что приводит к одинаковым потерям вне зависимости, используется петлевой элемент или нет.

Иллюстрация всего этого представлена на рис.9.46. В линейном элементе (А) общий ток величиной 1А протекает через эквивалентное сопротивление потерь в земле, равное 10 Ом. Потери в земле равны $I^2 \times R = 10\ W$.

На рис.9.46В показан случай петлевого элемента. В этом примере мы используем проводники равного диаметра, следовательно, входное сопротивление в 4 раза больше входного сопротивления эквивалентного линейного вертикального вибратора, а ток равен половине значения тока в этом эквивалентном вибраторе: токи по 0.5А текут в проводе петлевого элемента и вниз от точки возбуждения через сопротивление 10 Ом. Через это сопротивление протекает также ток 0.5А, текущий по петлевому элементу вниз. В заземляющей системе мы имеем ток 1А, протекающий через эквивалентное сопротивление 10 Ом, точно также как и в линейном вибраторе! Потери снова равны $I^2 \times R = 10\ W$.

Заблуждение, очевидно, возникло потому, что предполагали (неправильно), что ток в линии передачи равен току в заземляющей системе. Но ток из петлевого излучателя также течет в заземляющую систему, делая ток через заземляющую систему точно таким же, как и в случае линейного вибратора.

Другими словами: Трансформатор сопротивления петлевого монополя также трансформирует эквивалентное сопротивление потерь в заземляющей системе, как и сопротивление излучения, и улучшения не получается. Это именно трансформатор, он не отличается по влиянию на потери от включения повышающего тороидального трансформатора в основании линейного вибратора.

Хотя петлевой монополь не дает выигрыша в эффективности из-за преобразования сопротивлений, он все же имеет некоторые преимущества. Трансформация сопротивления приводит к более высокому его значению, которое может быть более легко согласовано при более эффективной согласующей цепи, чем в случае линейного вибратора. Петлевой вибратор имеет некоторые преимущества в молния защите, благодаря возможности заземления по постоянному току. Дополнительно петлевой монополь может иметь большую полосу частот, благодаря большему эффективному диаметру двух проводников по сравнению с одним (см. также раздел 1.4.1. главы 8).

На рис.9.47 показан эффективный нормированный диаметр двух параллельных проводников, в виде функции от диаметров проводников и расстояния между ними (Kurze Antennen. Gerd Janszen. ISBN 3-440-05469-1). Петлевой элемент, состоящий из двух проводников диаметром 5 см и 2 см ($d_1 / d_2 = 25$), и расстоянием между ними 25 см имеет эффективный диаметр 0.6 x 25=15 см!

Один из путей улучшения эффективности излучения вертикальной антенны над бедной землей заключается в замене единственного излучающего элемента несколькими рядом расположенными элементами, возбуждаемыми в фазе. Это очень похоже на то, что мы делали с антенной Névериджа, когда соединяли параллельно два или более проводников (см. раздел 5.3.1. главы 7).

3.5. Полоса частот коротких вертикальных антенн по заданному уровню КСВ.

3.5.1. Вычисление полосы частот по уровню 3dB.

Одно из выражений для определения Q-фактора (добротности) вертикальной антенны имеет вид (см. раздел 3.10.2.):

$$Q = \frac{Z_{surge}}{R_{rad} + R_{loss}} \ . \ (9.11)$$

Z_{surge} - характеристическое сопротивление антенны, рассматриваемой в виде короткой однопроводной линия передачи.

Характеристическое сопротивление определяется из выражения:

$$Z_{surge} = 60\left[\ln\left(\frac{4h}{d}\right) - 1\right], \ (9.12)$$

где

h- высота антенны (длина линии передачи),

d- диаметр антенны (диаметр линии передачи),

значения h и d выражаются в одинаковых единицах.

Полоса частот по уровню 3 dB определяется из выражения:

$$BW_{3dB} = \frac{f}{Q}, \ (9.13)$$

где f – рабочая частота.

Пример:

Предположим, что вертикальная антенна с емкостной концевой нагрузкой при длине 30 м и эффективном диаметре 25 см имеет резонансную частоту 1.835 МГц. Используя равенство (9-12), получим: $Z_{surge} = 310$ *Ом*.

Электрическая длина вертикальной антенны равна:

$$\frac{1.835}{300 \times 0.96} \times 30м \times 360^\circ = 68.8^\circ.$$

Из выражения (9-7) получим: $R_{rad} = 31.8$ *Ом*

Предполагаем, что $R_{ground} = 10$ *Ом* (средняя заземляющая система).

Используем выражение (9.11):

$$Q = \frac{310}{31.8 + 10} = 7.2 \ .$$

Из выражения (9.13) получаем значение полосы частот антенны:

$$BW_{3dB} = \frac{1.835}{7.42} = 0.247 МГц\,.$$

3.5.2. Полоса частот по уровню КСВ≤2.

Наиболее практичным способом определения полосы частот антенны является ее моделирование на различных частотах, используя, например, MININEC. Q- фактор антенны является четким индикатором ее полосы частот. Связь между Q и полосой частот по заданному уровню КСВ обсуждается в разделе 3.10.1 главы 5.

В таблице 9.4 показаны результаты, полученные при моделировании полноразмерной четвертьволновой вертикальной антенны с различными диаметрами проводников. Ясно, что вертикальные антенны с петлевым элементом обеспечивают большее значение полосы частот, чем антенны с одиночным проводником. Заметим, что вертикальная антенна в виде мачты (диаметр 25 см) хорошо перекрывает оба участка частотного диапазона 80 метров, как CW так и телефонный. Если вертикальная антенна свешивается, например, с дерева, то более предпочтительным вариантом будет петлевой. Согласование может быть легко выполнено при помощи L –цепи.

Таблица 9.4. Четвертьволновые вертикальные антенны в диапазоне 80 метров.

Z_t, KCB_t, Q_t - обозначены теоретические значения при предположении нулевых потерь в земле.

Z_g, KCB_g, Q_g - обозначены значения с учетом эквивалентного сопротивления потерь в земле равного 10 Ом.

Диаметр атенны		2 мм	40 мм
3.5 МГц	$Z_t =$	31.6-j35.9	31.4-j23.5
	$Z_g =$	41.6-j35.9	41.4-j23.5
	$KCB_t =$	2.8	2.0
	$KCB_g =$	2.2	1.7
3.65МГц	$Z_t =$	35.9	35.9
	$Z_g =$	45.9	45.9
	$KCB_t =$	1.0	1.0
	$KCB_g =$	1.0	1.0
3.8МГц	$Z_t =$	40.0+j35.5	40.9+j24.5
	$Z_g =$	50.0+j35.5	50.9+j24.5
	$KCB_t =$	2.5	1.9
	$KCB_g =$	2.1	1.7
Q_t		12.1	8.1
Q_g		9.5	6.4

Несомненно, что нагруженные вертикальные антенны обеспечат значительно меньшую полосу частот, чем их полноразмерная четвертьволновая копия. В укороченных вертикальных антеннах качество заземляющей системы (эквивалентное сопротивление потерь) играет очень важную роль в определении полосы частот антенны.

В таблице 9.5 приведены расчетные значения сопротивлений и значения КСВ для вертикальных антенн с концевой нагрузкой. Тоже значение эквивалентного сопротивления земли 10 Ом (использованное в таблице 9.4) имеет более существенное влияние на полосу частот очень коротких вертикальных антенн. Обратите внимание на существенное уменьшение Q и увеличение полосы частот при учете потерь в земле.

Очевидно, что на полосу частот вертикальной антенны при заданной ее длине оказывают влияние два фактора: диаметр проводника и общее сопротивление потерь. Также очевидно, что мы можем использовать только первый параметр для увеличения полосы частот. Если мы попытаемся использовать второй параметр (сопротивление потерь), то мы должны будем ввести искусственные потери в антенну, получится антенна с широкой полосой частот (и с минимальной эффективностью излучения).

Если мы используем катушки индуктивности для нагрузки вертикальной антенны, (центральная, либо концевая нагрузка), то мы должны понимать, что для данного диаметра антенны полоса частот антенны уменьшится, как будто бы антенна была укорочена, а отсутствующая часть ее заменена полностью или частично катушкой. При больших укорочениях полоса частот начнет снова увеличиваться, так как влияние сопротивления потерь в большой катушке приведет к расширению полосы частот антенны.

Таблица 9.5. Вертикальные антенны с диаметром излучателя 40 мм в диапазоне 80 метров.

Z_t, KCB_t, Q_t - обозначены теоретические значения при предположении нулевых потерь в земле.

Z_g, KCB_g, Q_g - обозначены значения с учетом эквивалентного сопротивления потерь в земле равного 10 Ом.

Частота		Длина 9.9 м	Длина 12.6 м
3.5 МГц	$Z_t =$	5..37-j340	9.3-j237
	$Z_g =$	15.37-j340	19.3-j237
	$KCB_t =$	15.7	6.0
	$KCB_g =$	3.6	2.7
3.65МГц	$Z_t =$	5..9-j319	10..3-j217
	$Z_g =$	10.5-j299	20..3-j217
	$KCB_t =$	1.0	1.0
	$KCB_g =$	1.0	1.0
3.8МГц	$Z_t =$	6.47-j299	11.4-j198
	$Z_g =$	16.47-j299	21.4-j198
	$KCB_t =$	12.3	4.9
	$KCB_g =$	3.3	2.4
Q_t		42	23
Q_g		15	12

Если вы измерите необычно широкую полосу частот для подобного типа вертикальной антенны, то вы должны предположить плохое качество нагрузочной катушки или наличие другого элемента с потерями в системе (не забыли ли вы присоединить заземляющую систему?).

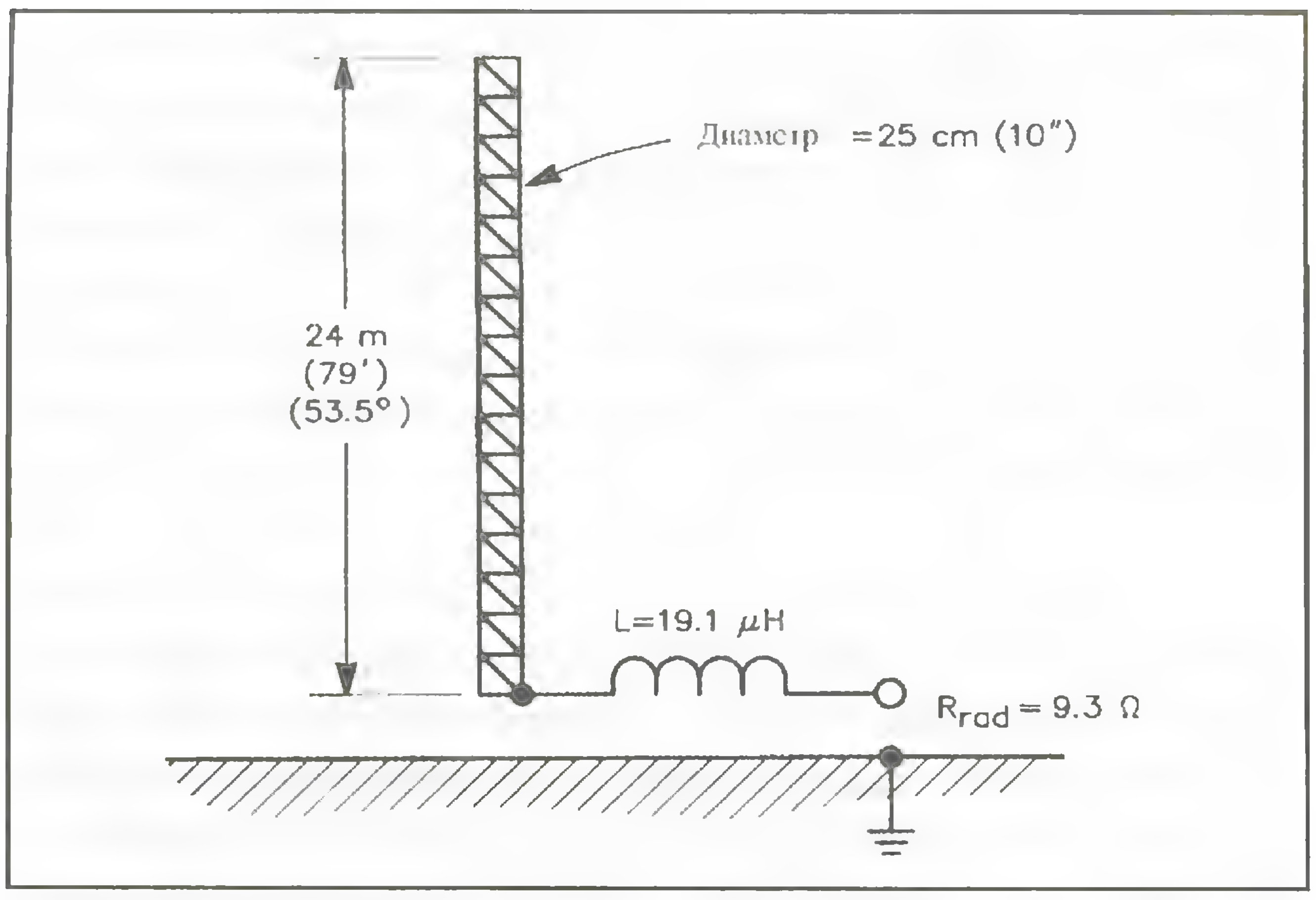

Диаметр =25 cm (10")
24 m
(79')
(53.5°)
L=19.1 μH
Rrad = 9.3 Ω

Рис.9.48. Мачта, нагруженная у основания для 160 метров. Определение сопротивления излучения, а также параметров нагрузочной катушки смотри в тексте. Эквивалентное сопротивление потерь включено последовательно с сопротивлением излучения. При 60 противовесах длиной 1/8λ входное сопротивление приблизительно равно 20 Ом, а эффективность излучения около 50%.

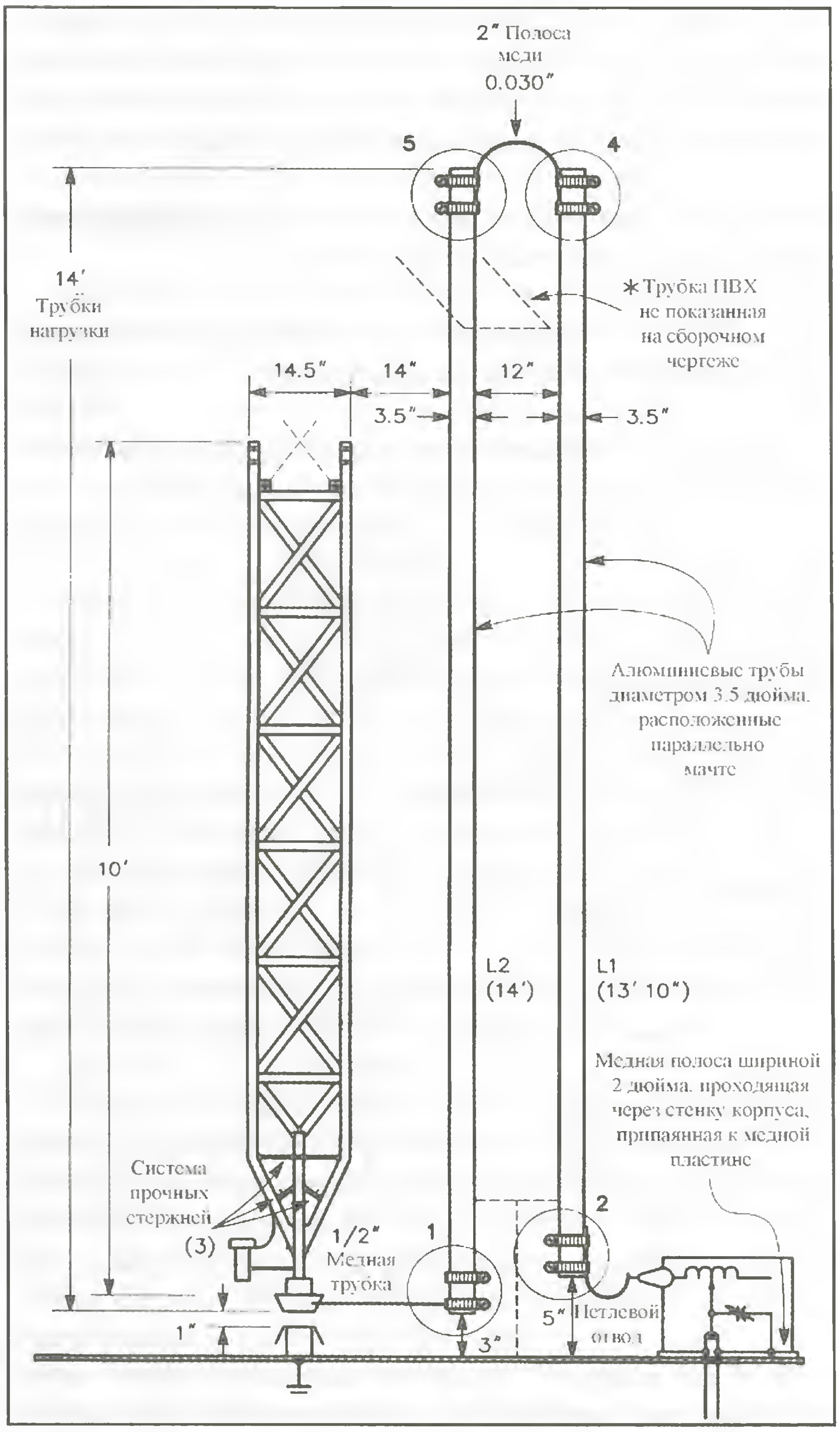

2" Полоса
меди
0.030"
5
4
14'
Трубки
нагрузки
*Трубка ПВХ
не показанная
на сборочном
чертеже
14.5"
14"
12"
3.5"
3.5"
Алюминиевые трубы
диаметром 3.5 дюйма,
расположенные
параллельно
мачте
10'
L2
(14')
L1
(13' 10")
Медная полоса шириной
2 дюйма, проходящая
через стенку корпуса,
припаянная к медной
пластине
Система
прочных
стержней
(3)
1/2"
Медная
трубка
1
2
1"
3"
5"
Петлевой
отвод

Рис.9.49. Эскиз устройства последовательной нагрузки, использованной VE3DO в его вертикальной антенне длиной 28.5 м.

3.6. Конструирование коротких вертикальных антенн.

Давайте рассмотрим некоторые практические конструкции [794] коротких нагруженных антенн.

3.6.1. Нагрузочная катушка у основания антенны.

Рассмотрим вертикальную антенну высотой 24 м, имеющую эффективный диаметр 25 см, которая используется в качестве вертикальной антенны 3/8 λ в диапазоне 80 метров. Мы хотим использовать ее в диапазоне 160 метров при помощи нагрузочной катушки, установленной у основания антенны (Рис.9.48). Длина антенны на 160 метрах равна 53.5°. Используя равенство (9.12), вычислим волновое сопротивление короткой вертикальной антенны:

$$Z_{surge} = 60\left[\ln\left(\frac{4\times 2400}{25}\right)-1\right] = 297 Ом.$$

Рассчитаем нагрузочную катушку.

Емкостная реактивность короткой вертикальной антенны равна:

$$X_C = \frac{Z_{surge}}{\tan(t)}, \quad (9.14)$$

где t – электрическая длина вертикальной антенны в градусах (24 м составляют 53.5°).

В этом примере, $X_C = \dfrac{297}{\tan 53.5^\circ} = 220 Ом.$

Поскольку X_L должно быть равно X_C,

$$L = \frac{X_L}{2\pi\times f} = \frac{220}{2\pi\times 1.83} = 19.1 \mu H.$$

Предположим, что Q = 300, что легко достижимо на практике:

$$R_{loss} = \frac{X_L}{Q} = \frac{220}{300} = 0.73 Ом.$$

Это значение сопротивления потерь достаточно низкое, особенно, если сравнить его со значением сопротивления излучения R_{rad} (вычисленное при помощи выражения (9-5)):

$$R_{rad} = 36.6\times\frac{(1-\cos 53.5^\circ)}{\sin^2 53.5^\circ} = 9.29.$$

ELNEC также вычисляет $R_{rad} = 9.3$ *Ом*

Сопротивление излучения включено последовательно с эквивалентным сопротивлением потерь в земле. Предполагая наличие 60 противовесов длиной 1/8 λ над хорошей землей, что дает оценку эквивалентного сопротивления потерь приблизительно 10 Ом, получим входное сопротивление антенны равное приблизительно 20 Ом. Эффективность антенны (КПД) будет равна 50%.

3.6.2. Последовательная нагрузка у основания антенны.

В разделе 3.1.5. объясняется, почему последовательный шлейф лучше, чем обычная катушка в основании антенны. Физическая длина устройства последовательной нагрузки, необходимая для приведения укороченной вертикальной антенны в резонанс, обычно на 10 – 20% длиннее, чем отсутствующая электрическая длина антенны. Тщательно разработанный практический пример конструкции такой антенны приведен на рис.(9-45).

На протяжении 5 лет я использовал такую вертикальную антенну, в которой система последовательной нагрузки была выполнена из двух 6 –ти метровых алюминиевых труб, 2 см в диаметре, расположенных на расстоянии 25 см друг от друга.

Эта последовательная нагрузка была расположена на расстоянии 20 см от вертикальной части антенны. Наиболее легкий способ настройки системы заключается в создании подвижной коротко замыкающей перемычки вблизи верхнего конца устройства. Перемещение перемычки изменяет резонансную частоту нагруженной вертикальной антенны.

I.Payne, VE3DO, сообщил о больших достижениях со своей вертикальной антенной длиной 28.5 м, имеющей последовательную нагрузку. На рис.(9.49) показаны детали профессиональной работы, которую он выполнил со своей вертикальной антенной.

3.6.3. Емкостная верхняя нагрузка.

Рассмотрим конструкцию вертикальной антенны длиной 30м, которую необходимо согласовать на частоте 1.83 МГц при помощи емкостной «шляпы». Электрическая длина вертикальной части равна 67°. Нам необходимо заменить недостающую до резонанса длину 23°емкостной нагрузкой на конце. (Рис.9.50).

Рассчитаем первоначально характеристическое сопротивление короткой вертикальной антенны при помощи выражения (9.12). Диаметр вертикальной части антенны положим равным 25 см. Характеристическое сопротивление будет равно:

$$Z_{surge} = 60\left[\ln\left(\frac{4\times 3000}{25}\right)-1\right] = 310 Ом.$$

Заметим, что диаметр проводника оказывает большое влияние на характеристическое сопротивление.

Та же вертикальная антенна, выполненная из труб диаметром 5 см, имеет волновое сопротивление 407 Ом.

Электрическая длина емкостной нагрузки вычисляется из выражения:

$$X_C = \frac{Z_{surge}}{\tan(t)}, \quad (9.15)$$

где X_C реактивность емкостной нагрузки (Ом), $t = 23^{\circ}$ - электрическая длина концевой «шляпы»,

$$Z_{surge} = 310 Ом.$$

Выражение (9-15) имеет ту же форму, что и выражение (9-14), но определения членов выражений различны.

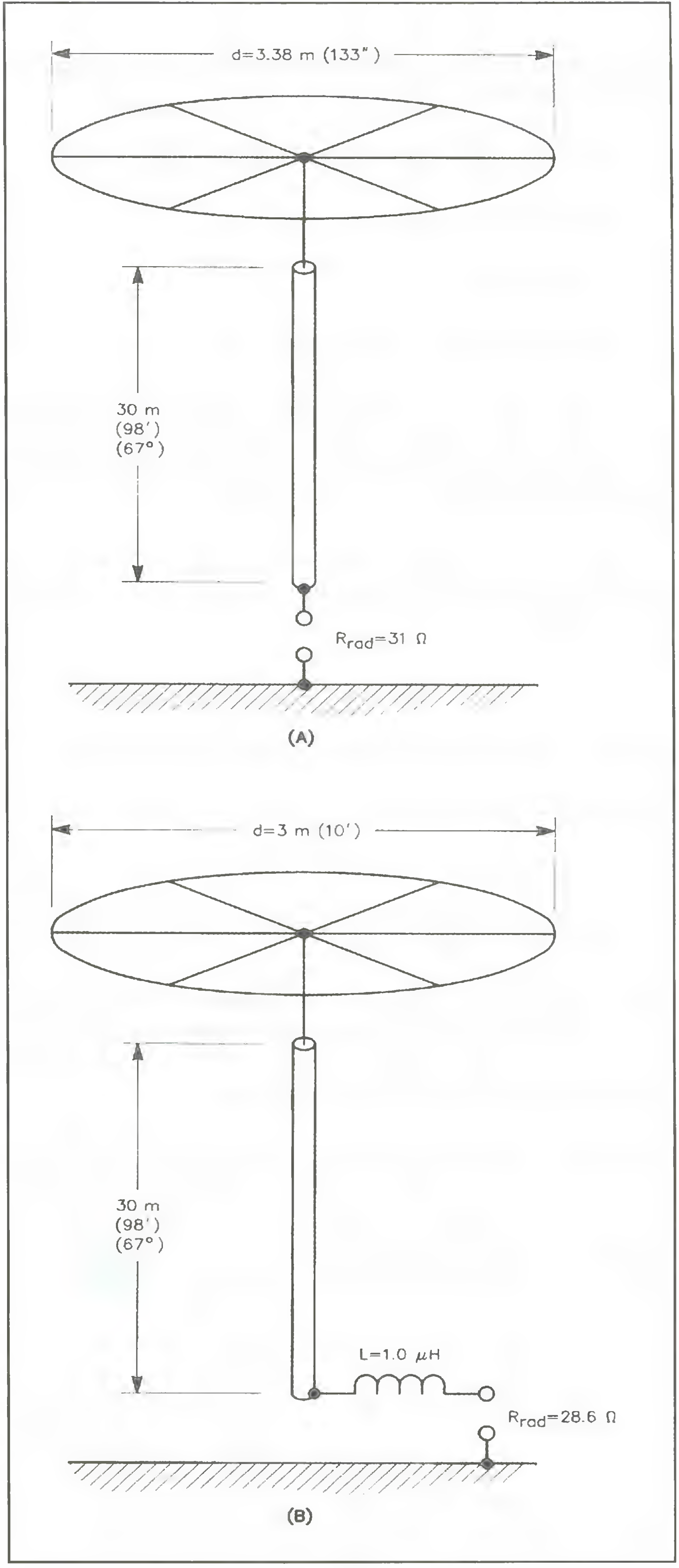


Рис.9.50. Примеры вертикальных антенн в диапазоне 160 м, использующих концевые емкостные нагрузки. А – размеры «шляпы» для настройки антенны в резонанс на частоте 1830 кГц. В – антенна с другими размерами «шляпы», резонанс достигается при помощи небольшой катушки у основания антенны.

$$X_C = \frac{310}{\tan 23^\circ} = 730 Ом,$$

$$C_{pF} = \frac{10^6}{2 \times \pi \times f \times X_C} = \frac{10^6}{2 \times \pi \times 1.83 \times 730} = 119 pF$$

Приближенное выражение для емкости сплошного диска приведено в [7818]:

$$C = 35.4 \; x \; D \; (если \; D \geq 2 \; x \; h), \; (9\text{-}16)$$

где C – емкость «шляпы» (в pF),

D – диаметр (в м),

h – высота диска над землей (в м).

Емкость сплошного диска может быть достигнута при использовании колеса со спицами, имеющего от 8 (большого диаметра) до 12 (маленького диаметра) радиальных проводников [7818].

Емкость одиночного горизонтального провода, используемого в качестве емкостной нагрузи также приведена в [7818]:

$$C = k \times L, \; (9.17)$$

где k = 10 pF/m для толстых проводников ($L/d \leq 200$),

k = 6 pF/m для тонких проводников ($L/d \geq 3000$),

C – емкость «шляпы» (в pF),

L – длина провода (в м).

Если в качестве нагрузки используется два провода, расположенные под прямым углом к вертикальной части антенны, то k равен приблизительно 8pF/m для толстых проводов и 5 pF/m для тонких проводов.

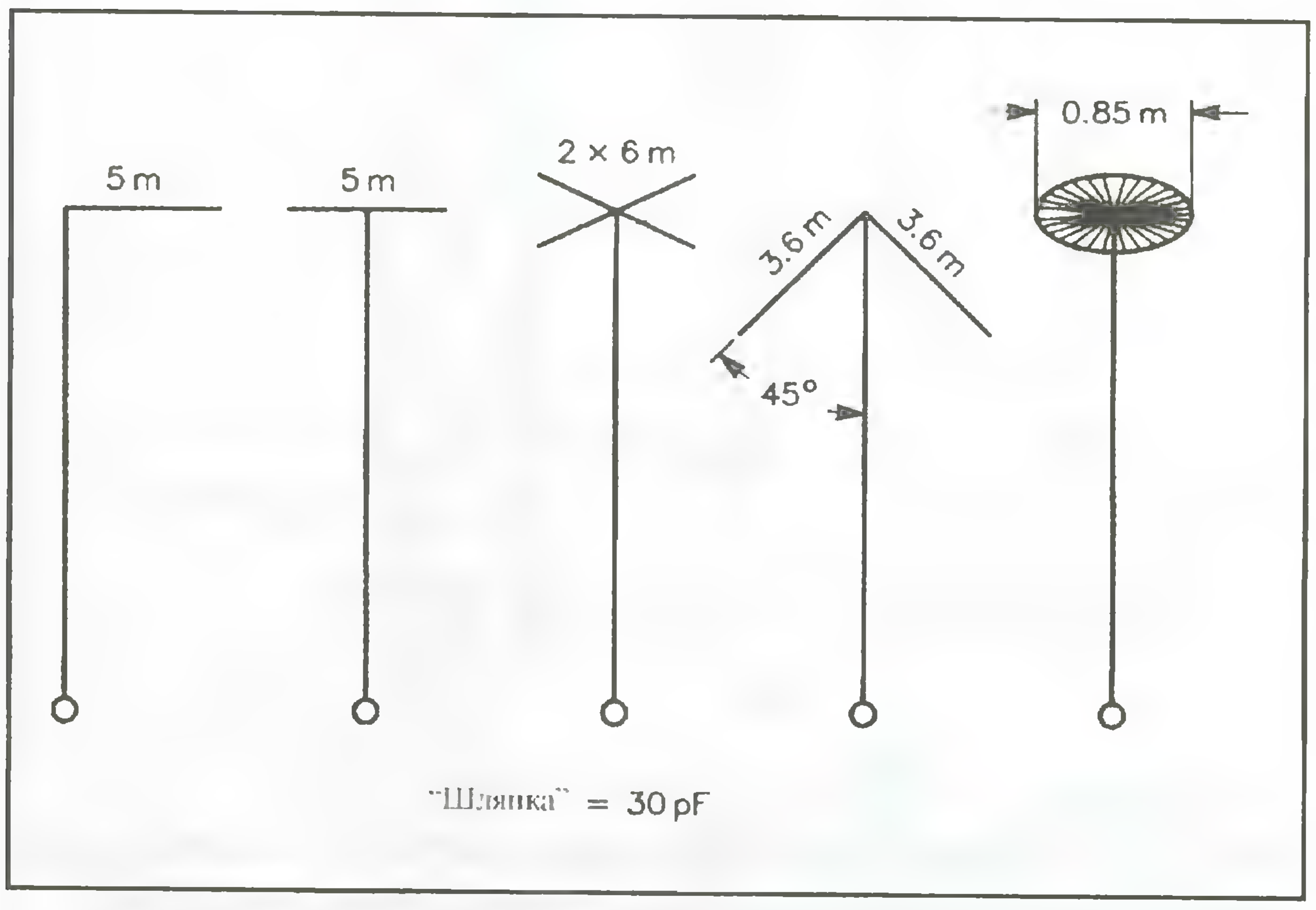


Рис.9.51. Емкостные «шляпы» имеют различные формы, такие как диск, один или два провода, образующие инвертированное L или T с вертикальной частью антенны. Для показанных размеров приблизительное значение емкости равно 30pF.

Если провода нагрузок не горизонтальны, они должны быть длиннее, чтобы создать тот же эффект емкостной нагрузки.

Емкость наклонного провода определяется из выражения:

$$C_{slope} = C_{horizontal} \times \cos\alpha, \; (9.18)$$

где $C_{horizontal}$ - емкость горизонтального провода,

α - угол наклона (для горизонтального провода α = 0°).

Необходимый диаметр диска (для получения емкостной нагрузки 119 pF) равен:

$$D = \frac{119}{35.4} = 3.4 м.$$

Если в качестве нагрузки используется одиночный провод, то его длина равна:

$$L = \frac{119}{6} = 19.8 м.$$

Этот провод может быть использован либо в виде одиночного горизонтального или умеренно наклонного проводов, либо в виде двух плеч (горизонтальных или немного наклонных) той же суммарной длины T – нагрузки, либо в виде четырех проводов, также той же суммарной длины, как изображено на Рис.9.51.

Диск емкостной «шляпы» создает хороший экранирующий эффект, для всего, что расположено выше него. Если выше большого диска расположен штырь, то его удлиняющий эффект в значительной степени будет подавлен. Подобный эффект существует на мачтах «нагруженных» антеннами Яги. Это касается, главным образом, больших антенн Яги, что обусловлено их емкостью относительно земли. Емкостная «шляпа» является одной пластиной конденсатора с воздушным диэлектриком, а земля – другой.

3.6.4. Емкостная «шляпа» в сочетании с нагрузкой в основании антенны.

Рассмотрим конструкцию той же вертикальной антенны длиной 30 м с емкостной нагрузкой в виде сплошного диска диаметром 3 м на частоте 1.83 МГц, как показано на рис.9.50B. Эффективный диаметр антенны 25 см. Из примера в предыдущем разделе 3.6.3, мы знаем, что диаметр этой нагрузки недостаточен для достижения резонанса на частоте 1.83 МГц.

Нам необходимо добавить некоторую нагрузку у основания антенны, чтобы компенсировать остающуюся емкостную реактивность.

Это может быть названо «тонкой настройкой» антенны. Эта катушка обычно соединяется (выполнена заодно) с катушкой L цепи, которая может быть использована для согласования линии передачи с антенной.

Емкость сплошного диска дается выражением (9.16). В этом примере,

$$C = 35.4 \times 3 = 106 pF\ .$$

Емкостная реактивность нагрузки на частоте 1.83 МГц равна:

$$\frac{10^6}{2 \times \pi \times 1.83 \times 85} = 820 Ом.$$

Рассчитаем далее характеристическое сопротивление:

$$Z_{surge} = 60\left[\ln\left(\frac{4 \times 3000}{25}\right) - 1\right] = 310 Ом.$$

Электрическая длина емкостной нагрузки вычисляется при помощи выражения (9.15), переработанное следующим образом:

$$\tan(t) = \frac{Z_{surge}}{X_C} или t = \arctan\left(\frac{Z_{surge}}{X_C}\right),$$

$$t = \arctan\left(\frac{310}{820}\right) = 20.7^\circ$$

Для более тонкого излучателя электрическая длина нагрузки будет больше, так как характеристическое сопротивление будет также больше.

Электрическая длина вертикального излучателя в нашем примере равна 67°, а длина концевой нагрузки 20.7°. Поскольку сумма равна 87.7°, необходимо еще 2.3° для получения полных 90°. Рассчитаем катушку, необходимую для установки в основание короткой антенны.

Чтобы выполнить этот расчет, мы должны первоначально рассчитать характеристическое сопротивление вертикальной антенны (с ее емкостной нагрузкой). Характеристическое сопротивление было рассчитано выше и равно 310 Ом. Емкостная реактивность антенны рассчитывается при помощи выражения (9-14):

$$X_C = \frac{Z_{surge}}{\tan(t)} = \frac{310}{\tan 87.7^\circ} = 12.4 Ом.$$

Поскольку X_L должно быть равно X_C, получим:

$$L = \frac{X_L}{2 \times \pi \times f} = \frac{12.4}{2 \times \pi \times 1.83} = 1.1 \mu H.$$

Катушка может быть рассчитана при помощи программного модуля, имеющегося в NEW LOW BAND SOFTWARE.

Необходимо определить последовательное сопротивление потерь катушки, чтобы понять, как сильно влияет нагрузочная катушка в основании антенны на эффективность излучения всей системы. Предположим добротность катушки равной 300. Используя равенство (9.10), вычислим:

$$R_{loss} = \frac{X_L}{Q} = \frac{12}{300} = 0.04 Ом.$$

Это пренебрежимо малое сопротивление действует последовательно с эквивалентным сопротивлением потерь в земле.

Определим сопротивление излучения при помощи (9.9):

$$R_{rad} = 36.6\frac{(\sin t1 - \sin t2)^2}{\cos^2 t2} =$$

$$= 36.6\frac{(\sin 67^\circ - \sin 2.3^\circ)}{\cos^2 2.3^\circ} = 24.8 Ом.$$

При эквивалентном сопротивлении потерь в земле равном 10 Ом, эффективность всей системы равна (9.3):

$$Eff = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = \frac{28.4}{28.4 + 10 + 0.04} = 74\%.$$

3.6.5. Т – нагрузка.

Излучение горизонтальной составляющей поля (под большими углами) будет значительно подавлено, если вертикальная часть антенны соединена с горизонтальным проводом нагрузки в его центре.

Для горизонтального провода небольшого диаметра емкость составляет 6 pF/m (см. раздел 3.3.5 главы 8). Можно сказать, что неплохой аппроксимацией общей длины горизонтальной нагрузки является удвоенная величина недостающей (до четвертьволновой) части антенны.

На рис.9.52 показана обычная конфигурация Т – антенны. Две существующих поддержки, такие как деревья, удерживают горизонтальную часть антенны. Необходимо размещать вертикальную часть антенны, насколько это возможно, вдали от поддержек (деревьев), поскольку мощность неизбежно будет растрачена впустую в этих поддержках, если между ними существует сильная связь.

На рис.9.53 приведена таблица конструирования подобных антенн, полученная при помощи моделирующей программы ELNEC. Размеры могут быть легко экстраполированы для других частот.

На практике провода нагрузки часто имеют наклон вниз. В этом случае сопротивление излучения незначительно меньше благодаря вертикальной компоненте излучения от тока, протекающего вдоль наклонных проводов в противоположном направлении относительно тока, протекающего в вертикальной части антенны. Наклонные провода концевой нагрузки должны быть также длиннее горизонтальных, чтобы создать такую же емкость (см. раздел 3.6.3, равенство (9-18).

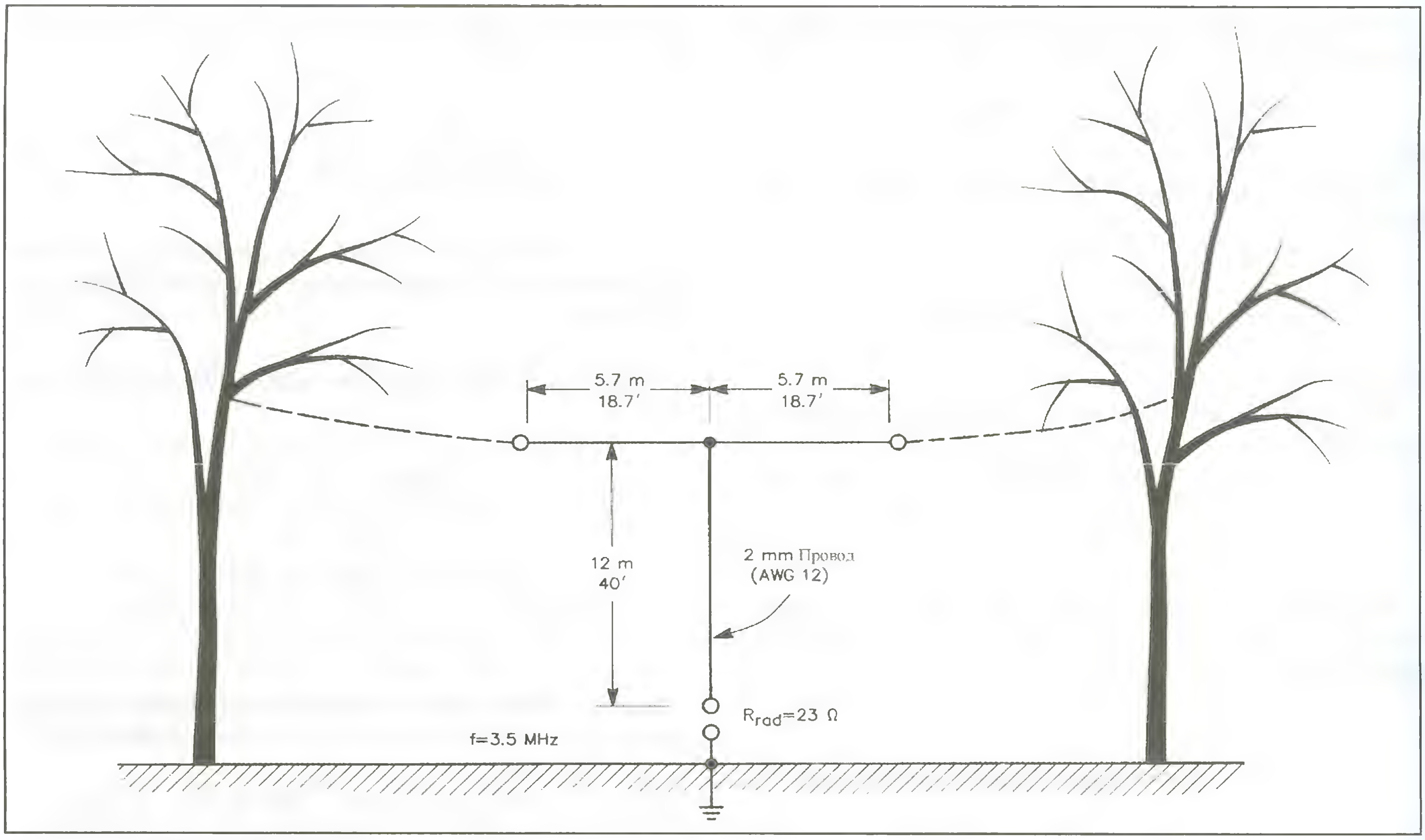


Рис.9.52. Обычная конструкция Т – антенны для длинноволновых диапазонов. Необходимо использовать изоляторы с хорошим качеством на обоих концах горизонтального провода, поскольку они находятся в области высоких электрических напряжений.

3.6.6. Катушка совместно с емкостной нагрузкой.

Решим пример использования в качестве антенны на частоте 1.8 МГц мачты длиной 12 м, диаметром 5 см с емкостной нагрузкой на конце диаметром 1.2 м, расположенной над индуктивной нагрузкой (Рис.9.54). Электрическая длина мачты равна 26.3°, а емкость концевой нагрузки (9.16):

$$C = D \times 35.4 = 42.5\,pF,$$

$$X_C = \frac{10^6}{2 \times \pi \times 1.8 \times 42.5} = 2080\,Ом.$$

Характеристическое сопротивление вертикальной мачты, вычисленное при помощи (9.12):

$$Z_{surge} = 60\left[\ln\left(\frac{4 \times 1200}{5}\right) - 1\right] = 352\,Ом.$$

Рассмотрим вертикальную часть как закороченную линию, имеющую волновое сопротивление 352 Ом. Входное сопротивление короткозамкнутой линии передачи равно:

$$Z = X_L = +jZ_0 \tan(t), \text{ (9.19)}$$

где Z - входное сопротивление короткозамкнутой линии,

Z_0 - волновое сопротивление линии (352 Ом),

t - длина линии в градусах.

Итак,

$$Z = +j352 \times \tan(26.3^\circ) = +j174\,Ом.$$

Это означает, что мачта, как следует из вышеизложенного, имеет индуктивное сопротивление 174 Ом на конце. Емкостное сопротивление концевой нагрузки равно 2080 Ом. Отсюда следует, что катушка, установленная на вершине мачты должна иметь индуктивное сопротивление 2080-174=1906 Ом.

$$L = \frac{1906}{2 \times \pi \times 1.8} = 169\,\mu H.$$

Предположим, что мы сможем выполнить такую большую катушку с добротностью равной 200, тогда последовательное эквивалентное сопротивление потерь будет равно:

$$R_{loss} = \frac{1906}{200} = 9.5\,Ом.$$

Вычислим сопротивление излучения вертикальной антенны высотой 12 м, нагруженной на конце, используя равенство (9.7):

$$R_{rad} = 36.6 \times \sin^2 26.3^\circ = 7.2\,Ом.$$

Заметим, что если мы хотим использовать сопротивление потерь нагрузочной (на конце) катушки для определения эффективности (или входного сопротивления) вертикальной антенны, мы должны трансформировать сопротивление потерь в основание вертикальной антенны.

Это может быть выполнено умножением сопротивления потерь катушки на квадрат косинуса высоты ее установки. В нашем случае сопротивление потерь трансформируется в основание следующим образом:

$$\begin{aligned} R_{loss_{base}} &= R_{loss_{coil}} \times \cos^2 h = \\ &= 9.5 \times \cos^2(26.3^\circ) = 7.6 Ом. \end{aligned} \qquad (9.20)$$

Предполагая эквивалентное сопротивление потерь в земле равным 10 Ом, определим эффективность антенны:

$$Eff = \frac{7.2}{7.6 + 10 + 7.2} = 29\%.$$

Если потерь в катушке не будет, то эффективность будет равна 42%. Это ставит вопрос о нагрузочной способности катушки.

3.6.6.1. Рассеивание мощности в катушке.

Определим, как много мощности будет рассеиваться в катушке, рассчитанной в разделе 3.6.6 при входной мощности антенны 1500 Вт. Входное сопротивление является суммой

$$R_{rad}, R_{ground} и R_{coil}.$$

Эта сумма равна 7.2+10+7.6=24.8 Ом.

Ток в основании антенны равен:

$$I_{base} = \sqrt{\frac{1500}{24.8}} = 7.8A.$$

Сопротивление потерь нагрузочной катушки равно 7.6 Ом. Ток в месте расположения катушки (26.3° над точкой возбуждения) равен:

$$I_{coil} = 7.8 \times \cos 26.3^\circ = 7A.$$

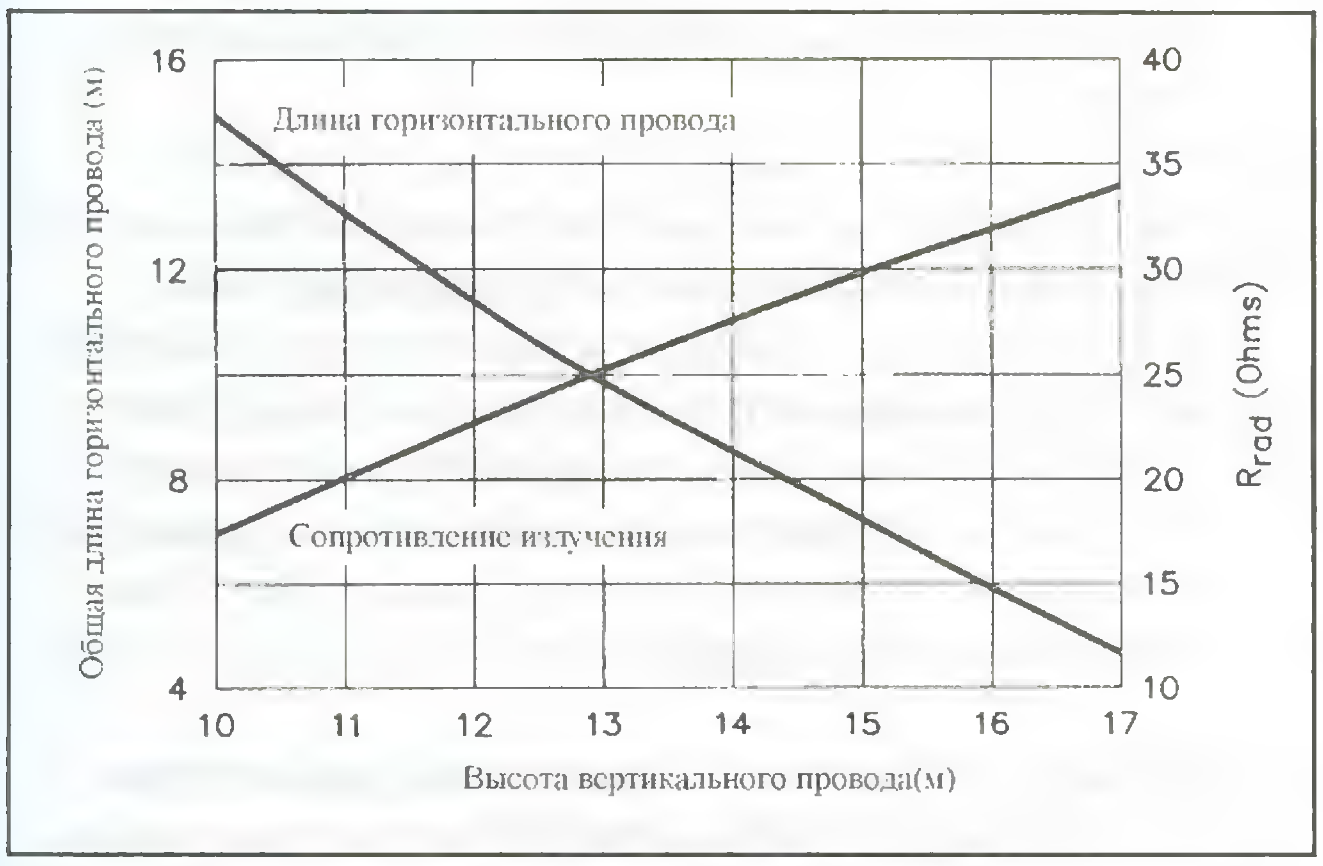


Рис.9.53. Номограмма для конструирования проволочных четвертьволновых антенн, выполненных из провода диаметром 2 мм (AWG12) на частоте 3.5 МГц. Для 160 метрового диапазона размеры должны быть умножены на коэффициент 1.9.

Мощность, рассеиваемая в катушке, равна

$$I_{coil}^{\ 2} \times R_{coil} = 7.0^2 \times 9.5 = 465 Вт.$$

Это экстремально высокое значение и маловероятно, что вы сможете успешно сконструировать катушку способную рассеивать такое количество мощности без расплавления. На практике это означает, что вы должны выполнить следующие рекомендации, если хотите, чтобы нагрузочная катушка осталась невредимой:

- Работайте при низкой мощности. Для мощности 100 Вт рассеиваемая мощность равна 31 Вт, при 200 Вт – 62 Вт, при 400 Вт – 124 Вт. Можно предположить, что 150 Вт мощности могут быть безопасно рассеяны в хорошо выполненной большой катушке. В этом случае к вертикальной антенне можно подвести максимально 482 Вт мощности (предполагая добротность катушки равной 200).

- Используйте катушки с меньшей индуктивностью и применяйте более емкостную нагрузку (с большей «шляпой» или большей длиной Т – проводов). При допустимой входной мощности в 1500 Вт, предполагая потери в земле 10 Ом, а добротность катушки равно 200, максимальное значение индуктивности катушки должно быть 42.1 μH при условии рассеивания в ней 150 Вт. Это значение проверено следующим образом (промежуточные результаты округлены):

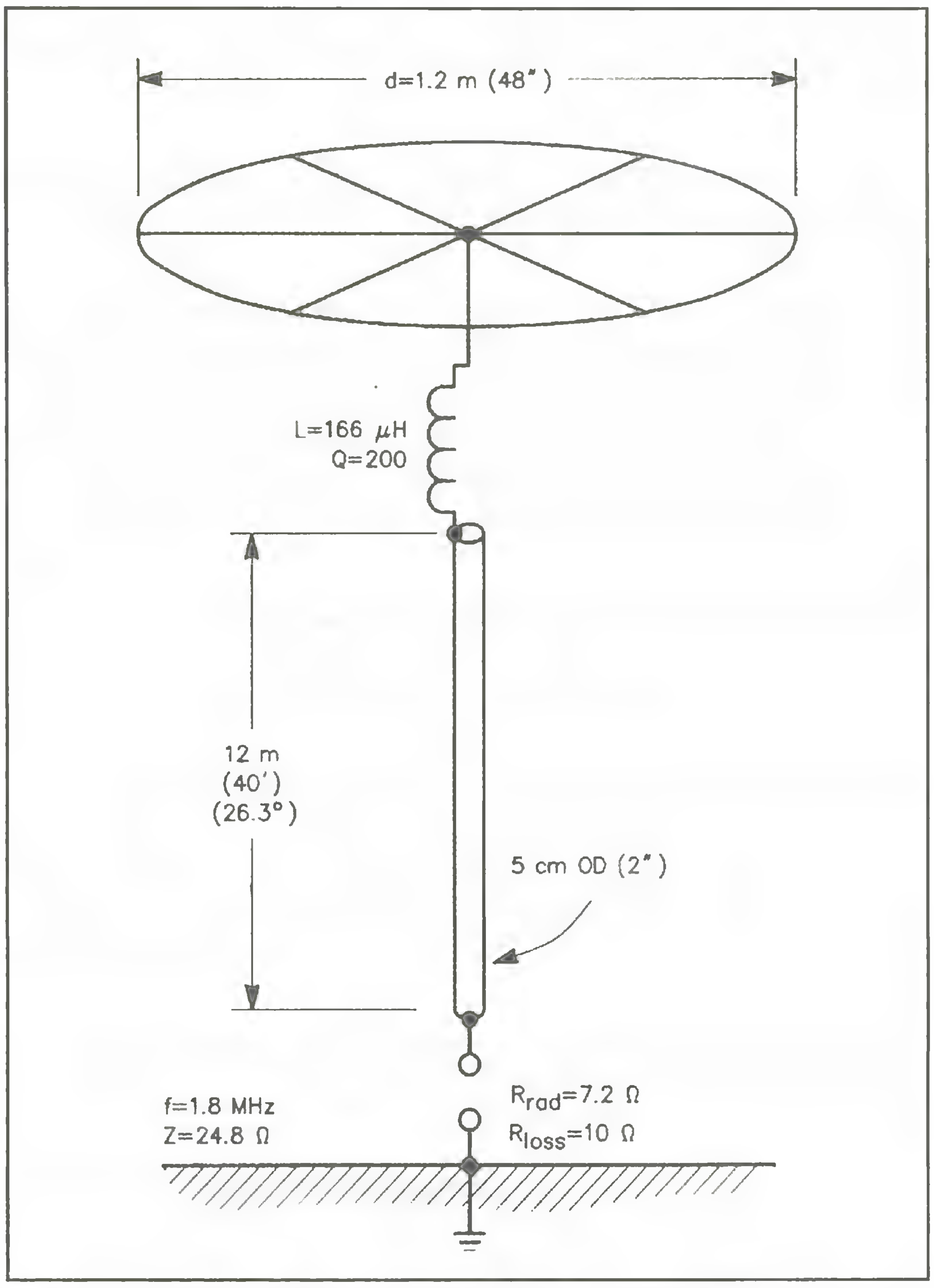


Рис.9.54. Вертикальная антенна для 160 МГц, нагруженная на конце емкостной «шляпой» с последовательной катушкой. Детальные разъяснения приведены в тексте.

Реактивное сопротивление катушки равно

$$X_L = 2\times\pi\times1.8\times42.1 = 476\text{Ом}.$$

Сопротивление потерь в катушке равно:

$$R_{loss} = \frac{476}{200} = 2.4\text{Ом}.$$

$$I_{base} = \sqrt{\frac{1500}{7.2+10+1.9}} = 8.9A.$$

Сопротивление потерь, трансформированное к основанию равно:

$$R_{loss} = 2.4\times\cos^2(26.3^\circ) = 1.9\text{Ом}.$$

$$I_{base} = \sqrt{\frac{1500}{7.2+10+1.9}} = 8.9A.$$

Ток в месте расположения катушки равен:

$$8.9\times\cos 26.3^\circ = 7.9A.$$

$$P_{coil} = 7.9^2\times2.4 = 150\text{Вт}.$$

Это только 20% от исходного значения индуктивности 168 μH, необходимой для резонанса антенны на частоте 1.8 МГц. Эта маленькая индуктивность требует применения существенно большей емкостной нагрузки на конце антенны.

Могут быть также использованы Т – провода для настройки антенны в резонанс.

- Выполняйте катушку с наиболее возможным значением добротности Q. Если мы заменим катушку с добротностью 200 на катушку с добротностью 300, то для работы при уровне мощности 1500 Вт допустимая величина индуктивности составит 63.1 μH Порядок расчета идентичен вышеприведенному:

Реактивное сопротивление катушки равно:

$$X_L = 2\times\pi\times1.8\times63.1 = 714\text{Ом}.$$

Сопротивление потерь в катушке равно:

$$R_{loss} = \frac{714}{300} = 2.4\text{Ом}.$$

Сопротивление потерь, трансформированное к основанию равно:

$$R_{loss} = 2.4\times\cos^2(26.3^\circ) = 1.9\text{Ом}.$$

$$I_{base} = \sqrt{\frac{1500}{7.2+10+1.9}} = 8.9A.$$

Ток в месте расположения катушки равен:

$$8.9\times\cos 26.3^\circ = 7.9A.$$

$$P_{coil} = 7.9^2\times2.4 = 150\text{Вт}.$$

Это означает, что увеличение добротности от 200 до 300 позволяет нам использовать нагрузочную катушку с индуктивностью 63,1 μH, вместо 41,1 μH при одной и той же мощности, рассеиваемой в катушке. Как вы видите, индуктивность обратно пропорциональна добротности.

Заметим, что эквивалентное сопротивление потерь в земле имеет также большое влияние на мощность, рассеиваемую в катушке. Потери мощности в эквивалентном сопротивлении потерь, равном 1 Ом (превосходная заземляющая система) при неизменных значениях добротности и индуктивности (Q=300, L= 1.63 μH) будут равны:

$$I_{base} = \sqrt{\frac{1500}{7.2+1.0+1.9}} = 12.2A.$$

$$12.2\times\cos 26.3^\circ = 10.9A.$$

$$P_{coil} = 10.9^2\times2.4 = 284\text{Вт}.$$

Вывод: Чем лучше заземляющая система, тем больше мощности будет рассеиваться в нагрузочной катушке.

C.J.Michaels, W7XC, исследовал конструкции и поведение нагрузочных катушек в диапазоне 160 метров [797]. В выше рассмотренных примерах мы предполагали добротности катушек (Q) равными 200 и 300. Вопрос заключается в следующем, как можно создать катушки индуктивности, имеющие наиболее возможные значения добротности (Q)? Michaels пришел к следующим выводам:

- Для катушек с воздушным диэлектриком отношение L/D (длины к диаметру) не должно превышать 2:1.

- Для катушек, навитых на каркас это(L/D) отношение должно быть равно 1:1.

- Длинные катушки небольшого диаметра являются плохими.

- Наибольшее значение добротности, которое можно достичь в диапазоне 160 метров для катушки с индуктивностью 150 μH приблизительно равно 800. Это катушка диаметром 15 см имеет либо 35 витков провода диаметром 3.7 мм (AWG#7) на длине 15 см с воздушным диэлектриком, либо катушка диаметром 15 см имеет 55 витков провода диаметром 5.2 мм (AWG#4) на длине 30 см.

- Катушки диаметром 10 см из провода диаметром от 1.6 до 2.6 мм (AWG#10 – AWG#14) можно выполнить с добротностью до 600, в тоже время катушки диаметром 5 см из провода от 0.7 до 0.9 мм (BSWG#20 – BSWG#22) могут быть выполнены с добротностью не более 250. Эти небольшие диаметры провода

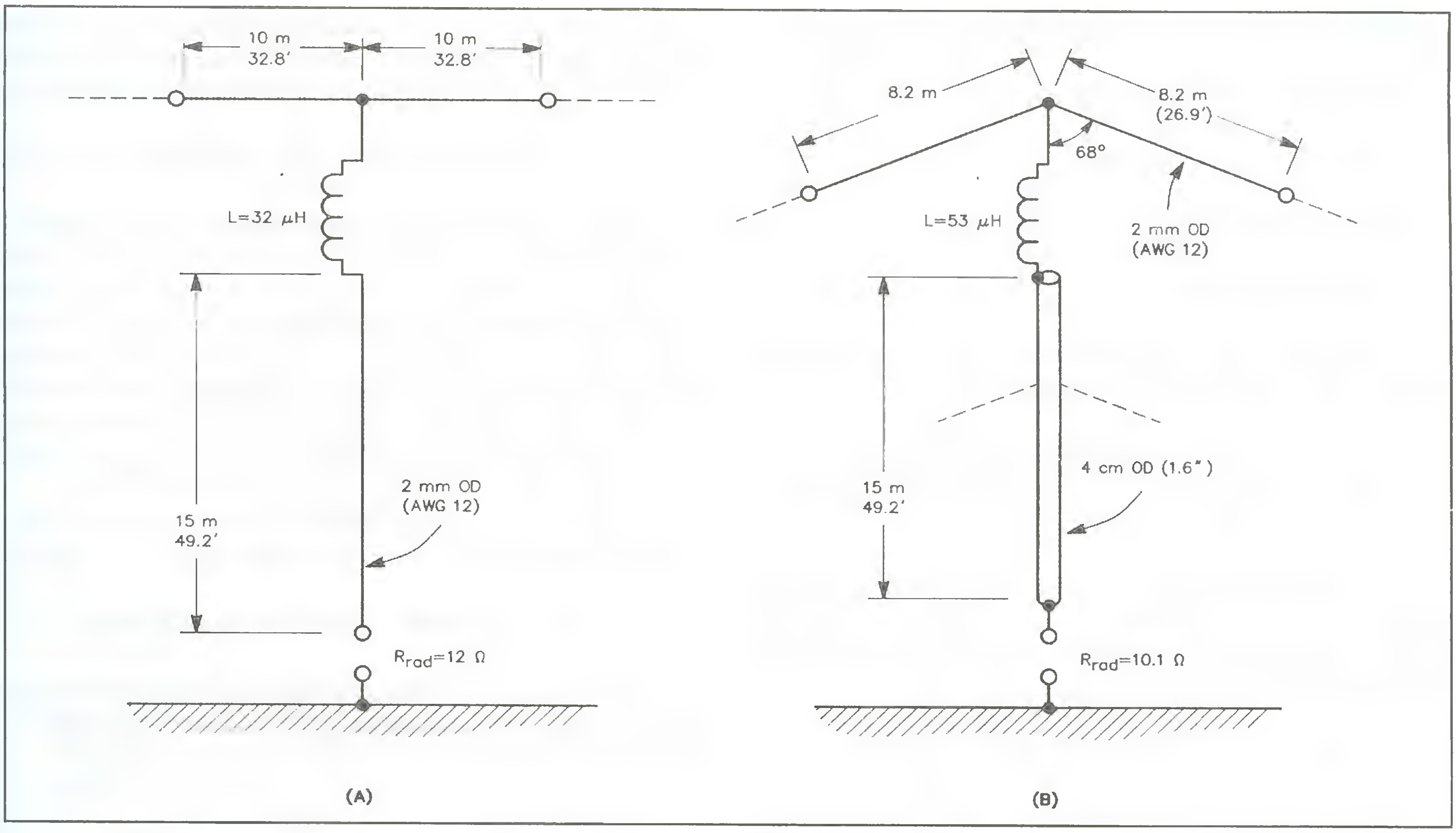


Рис.9.55. Практические примеры комбинирования катушки с горизонтальной проволочной нагрузкой. А - показаны проволочная антенна с нагрузочной катушкой на конце вертикальной части антенны (без промежутка до нагрузочного провода). В – показана резонансная антенна на частоте 1.835 МГц в виде нагруженной вертикальной мачты (диаметром 4 см), в которой имеются два провода растяжек, вместе с нагрузочной катушкой. Оставшиеся части растяжек выполнены из изолирующего материала (например, из кевлара).

нельзя использовать в антеннах с высоким уровнем мощности.

Вы можете использовать здравый смысл и следующий простой тест для выбора подходящего материала для каркаса катушек:

- Температурная стабильность: прокипятите образец в течение получаса в воде и проверьте его упругость сразу после кипячения, пока он не остыл.

- Проверьте потери материала путем введения куска материала внутрь воздушной катушки, добротность которой была измерена. Изменений в добротности не должно быть, либо они должны быть малы.

- Проверьте способность к поглощению воды материалом: Погрузите образец на 24 часа в воду и повторите предыдущий тест. Изменений не должно быть.

- Коэффициент рассеяния: Положите образец материала в микроволновую печь вместе с чашкой воды. Образец не должен заметно нагреваться.

3.6.7. Катушка с Т – проводом.

Нагрузочная катушка в сочетании с Т – проводом по существу совпадает с описанной в разделе 3.6.6. схемой. В случае с емкостной нагрузкой мы обычно настраиваем резонансную частоту подрезкой нагрузочной катушки или добавлением некоторой реактивности (индуктивной положительной или отрицательной емкостной) в основании антенны. В случае с Т – нагрузкой легко настроить вертикальную антенну в резонанс изменением длины Т – провода.

Изменением угла наклона Т – проводов также можно прекрасно настраивать антенну. Если Т – провода наклонять к земле, то резонансная частота увеличивается, но также незначительно уменьшается сопротивление излучения. На Рис.9.55 показаны два примера практических конструкций. В примере растянутой вертикальной антенны, показанной на рис.9.55В, изменение угла наклона при помощи опускания проводов от 68° (концы Т – проводов на высоте 12 м) до 43° (концы Т – проводов на высоте 9 м) изменяет резонансную частоту антенны от 1.835 МГц до 1.860 МГц. Заметим также, что вместе с этим изменением уменьшилось сопротивление излучения от 10.1 Ом до 8.3 Ом!

Чем больше значение индуктивности, тем меньше будет эффективность антенны. Эквивалентное сопротивление катушки и его трансформирование, необходимое для вычисления эффективности и входного сопротивления вертикальной антенны, может быть выполнено методом, приведенным в разделе 3.6.6.

Как объясняется в разделе 3.6.6, мы должны избегать использования катушек с индуктивностью более, чем 75 μH.

3.6.8. Катушка со штырем.

Рассмотрим вертикальную антенну, нагруженную штырем и катушкой, как показано на рис.9.56. Рассмотрим пример:

Длина мачты ниже катушки = 18.16 м = 40°.

Длина мачты выше катушки (штырь) = 4.54 м = 10°.

Рабочая частота = 1.935 МГц.

Диаметр мачты = 5 см.

Диаметр штыря = 2 см.

Вычислим характеристическое сопротивление обеих секция мачты, используя выражение (9.12):

$$Z_{surge} = 60\left[\ln\left(\frac{4\times1816}{5}\right)-1\right] = 377Ом.$$

Рассматривая нижнюю секцию антенны как короткозамкнутую линию с волновым сопротивлением 377 Ом, мы можем вычислить реактивное сопротивление на конце нижней секции, используя выражение (9-17):

$$Z = X_L = +j377\times\tan 40^\circ = +j316Ом.$$

Рассчитаем характеристическое сопротивление верхней секции антенны, используя также выражение (9.12):

$$Z_{surge} = 60\left[\ln\left(\frac{4\times454}{2}\right)-1\right] = 349Ом.$$

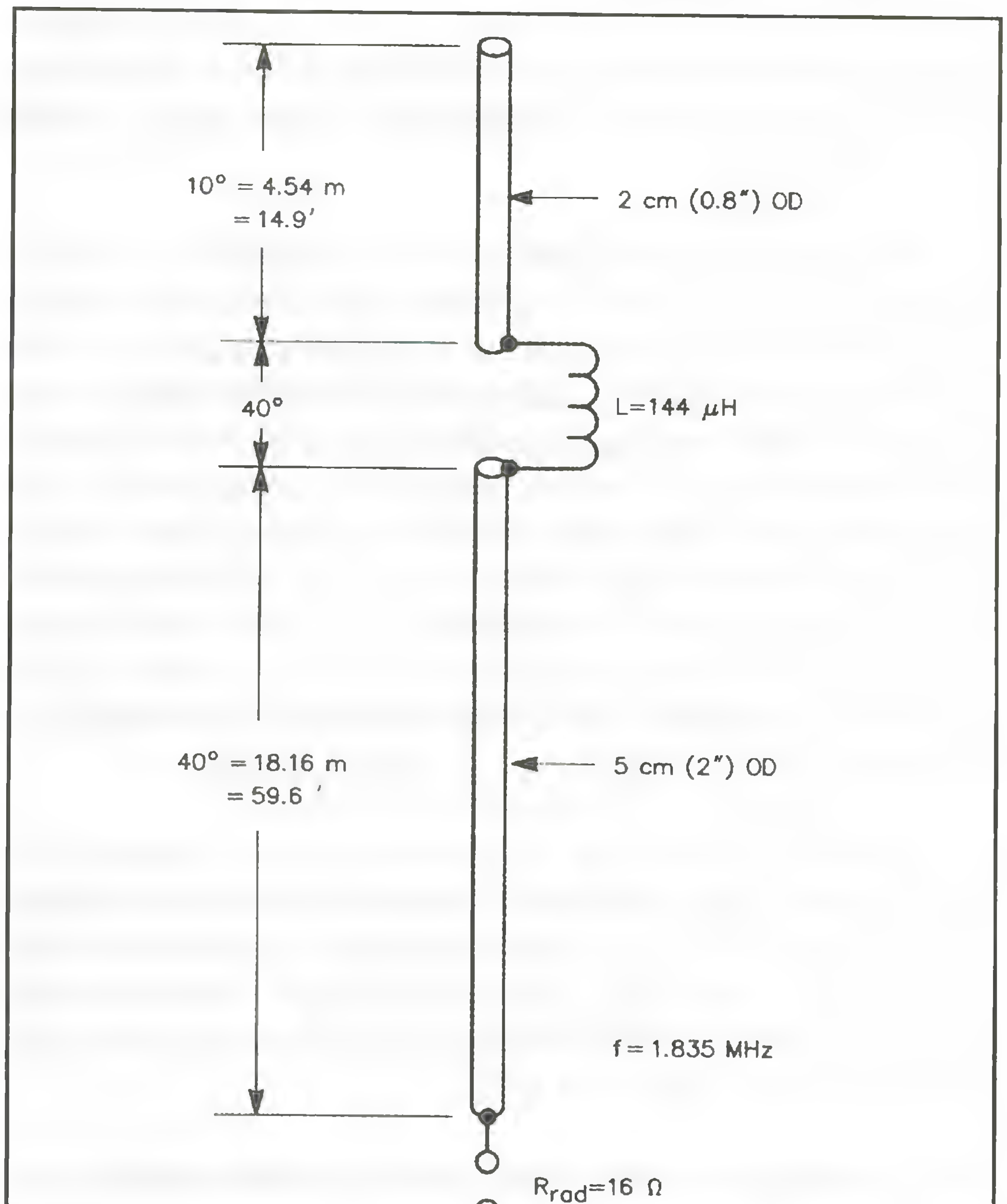


Рис.9.56. Практический пример вертикальной антенны, нагруженной катушкой и штырем. Длина и диаметр штыря выбраны из подходящих размеров, которые могут быть реализованы на вершине нагрузочной катушки без растяжек.

Рассмотрим штырь, как линию передачи с волновым сопротивлением 349 Ом в режиме холостого хода. Входное сопротивление разомкнутой линии передачи равно:

$$Z = X_C = -j\frac{Z_0}{\tan(t)}, \quad (9.21)$$

где Z_0 - характеристическое сопротивление (здесь = 349 Ом).

t – электрическая длина штыря (10°).

Реактивное сопротивление штыря равно:

$$Z = X_C = -j\frac{349}{\tan(10^\circ)} = -j1979Ом.$$

Сумма реактивных сопротивлений равна:

$$X_{tot} = +j316 - j1979 = -j1663Ом.$$

Это реактивное сопротивление может быть компенсировано катушкой, имеющей реактивное сопротивление +j1663 Ом:

$$L = \frac{X_L}{2\times\pi\times f} = \frac{1663}{2\times\pi\times1.835} = 144\mu H.$$

Предполагая, что вы сможете сделать катушку с добротностью Q = 300, можно рассчитать эквивалентное сопротивление потерь

$$R_{loss} = \frac{X_L}{Q} = \frac{1663}{300} = 5.5Ом.$$

Катушка расположена на высоте 40°. Трансформируем это сопротивление потерь к основанию антенны, используя выражение (9.20):

$$R_{lossbase} = 5.5\times\cos^2(40^\circ) = 3.2Ом.$$

Рассчитаем сопротивление излучения, используя выражение (9.8):

$$R_{rad} = 36.6\times(1-\sin 80^\circ + \sin 40^\circ)^2 = 16Ом.$$

Предполагая эквивалентное сопротивление потерь в заземляющей системе равным 10 Ом, рассчитаем эффективность антенны:

$$Eff = \frac{16}{16+10} = 55\%.$$

Я моделировал такую же антенну при помощи ELNEC и получил следующие результаты:

Реактивное сопротивление катушки 1650 Ом, индуктивность 143 μH, R_{rad} = 20 Ом

Сопротивление излучения на 25% больше, чем мы нашли, используя выражение (9.8). Эта формула использует несколько предположений таких, как равенство диаметров секций мачты выше и ниже катушки, что не выполняется в нашем случае. Вероятно, это причина для разницы в R_{rad}.

3.6.9. Сравнение различных методов нагрузки.

Чтобы реализовать хорошую идею о сравнении различных методов нагрузки, сравним вертикальные антенны одинаковой физической длины над относительно бедной землей. Зачастую там, где нельзя установить полноразмерную антенну, хорошая заземляющая система также вряд-ли возможна. Именно поэтому мы будем использовать высокое значение эквивалентного сопротивления потерь в земле в нашем сравнительном изучении.

Рассмотрение основывается на следующих предположениях:

- Физическая длина антенны 45° (1/8λ).
- L = 20.5 м.
- Рабочая частота 1.83 МГц.
- Диаметр антенны 0.1 ° на 160 метрах (4.55 см).
- Эквивалентное сопротивление потерь в заземляющей системе 15 Ом.

Полноразмерная четвертьволновая антенна:

$R_{rad} = 36\text{Ом}.$

$R_{ground} = 15\text{Ом}.$

$R_{ant\_loss} = 0\text{Ом}.$

$Z_{feed} = 51\text{Ом}.$

$Eff = 71\%.$

$Loss = 1.5dB.$

Нагрузка в основании:

$R_{rad} = 6.2\text{Ом}.$

$R_{ground} = 15\text{Ом}.$

$Q = 300(\text{добротность\_катушки}).$

$L_{coil} = 34\mu H.$

$R_{coil\_loss} = 1.3\text{Ом}.$

$Z_{feed} = 22.5\text{Ом}.$

$Eff = 28\%.$

$Loss = 5.6dB.$

Антенна с верхней нагрузкой (емкостной или Т):

$R_{rad} = 18\text{Ом}.$

$R_{ground} = 15\text{Ом}.$

$R_{ant\_loss} = 0\text{Ом}.$

$Z_{feed} = 33\text{Ом}.$

$Eff = 55\%.$

$Loss = 2.6dB.$

Антенна с верхней нагрузкой (катушка с емкостью или Т - проводами):

$R_{rad} = 18\text{Ом}.$

$R_{ground} = 15\text{Ом}.$

$\text{Диаметр\_емкостной\_"шляпы"}-3\text{м}.$

$Q = 200(\text{добротность\_катушки}).$

$L_{coil} = 37\mu H.$

$R_{coil\_loss} = 2.1\text{Ом}.$

$R_{coil\_loss} = 1\text{Ом}(\text{трансформированное\_к основанию})$

$Z_{feed} = 34\text{Ом}.$

$Eff = 53\%.$

$Loss = 2.8dB.$

Антенна с верхней нагрузкой (катушка со штырем):

$R_{rad} = 12.7\text{Ом}.$

$R_{ground} = 15\text{Ом}.$

$\text{Длина\_штыря\_}10^{\circ}(4.55m).$

$Q = 200(\text{добротность\_катушки}).$

$L_{coil} = 150\mu H.$

$R_{coil\_loss} = 8.6\text{Ом}.$

$R_{coil\_loss} = 5.8\text{Ом}(\text{трансформированное\_к основанию})$

$Z_{feed} = 33.5\text{Ом}.$

$Eff = 38\%.$

$Loss = 4.2dB.$

Заключение.

При средней или бедной земле (15 Ом) вертикальная антенна с верхней емкостной нагрузкой проигрывает полноразмерной антенне всего 1.1 dB. При более лучшей земле разница будет еще меньше. Если это возможно, не используйте схем с катушками индуктивности.

4. Длинные вертикальные антенны.

В этом разделе анализируются вертикальные антенны существенно более длинные, чем четвертьволновые. Всегда ли реализуются на практике очень низкие углы излучения, полученные при компьютерном моделировании над идеальной землей?

Во-первых, возникает вопрос, действительно ли мы нуждаемся в низких углах излучения в длинноволновых диапазонах. Волны, падающие под очень малыми углами, скользят по поверхности ионосферы на большом расстоянии, увеличивая потери. Большее количество скачков с меньшими потерями при острых углах, как ни странно, могут уменьшить потери распространения. Как мы изучали в главе 1, относительно большие углы излучения являются предпосылкой для создания канала в диапазоне 160 метров. Я опровергну миф, что антенны, возбуждаемые в пучности напряжения, не требуют хорошей заземляющей системы. Длинные вертикальные антенны нуждаются даже в лучшей заземляющей системе и в лучшем качестве земли в зоне Френеля для получения низких углов излучения и потенциально достижимого усиления.

В предыдущих разделах этой главы детально рассматривались короткие вертикальные антенны в основном для 160 метров. На более высоких частотах длинные вертикальные антенны более вероятны. Полноразмерный четвертьволновый излучатель на 80 метрах составляет всего 19.5 м в высоту. Длинными вертикальными антеннами считаются антенны высотой ½λ или 5/8λ. Вертикальные антенны незначительно длиннее четвертьволновой (до 0.35λ) не попадают в категорию длинные вертикальные антенны.

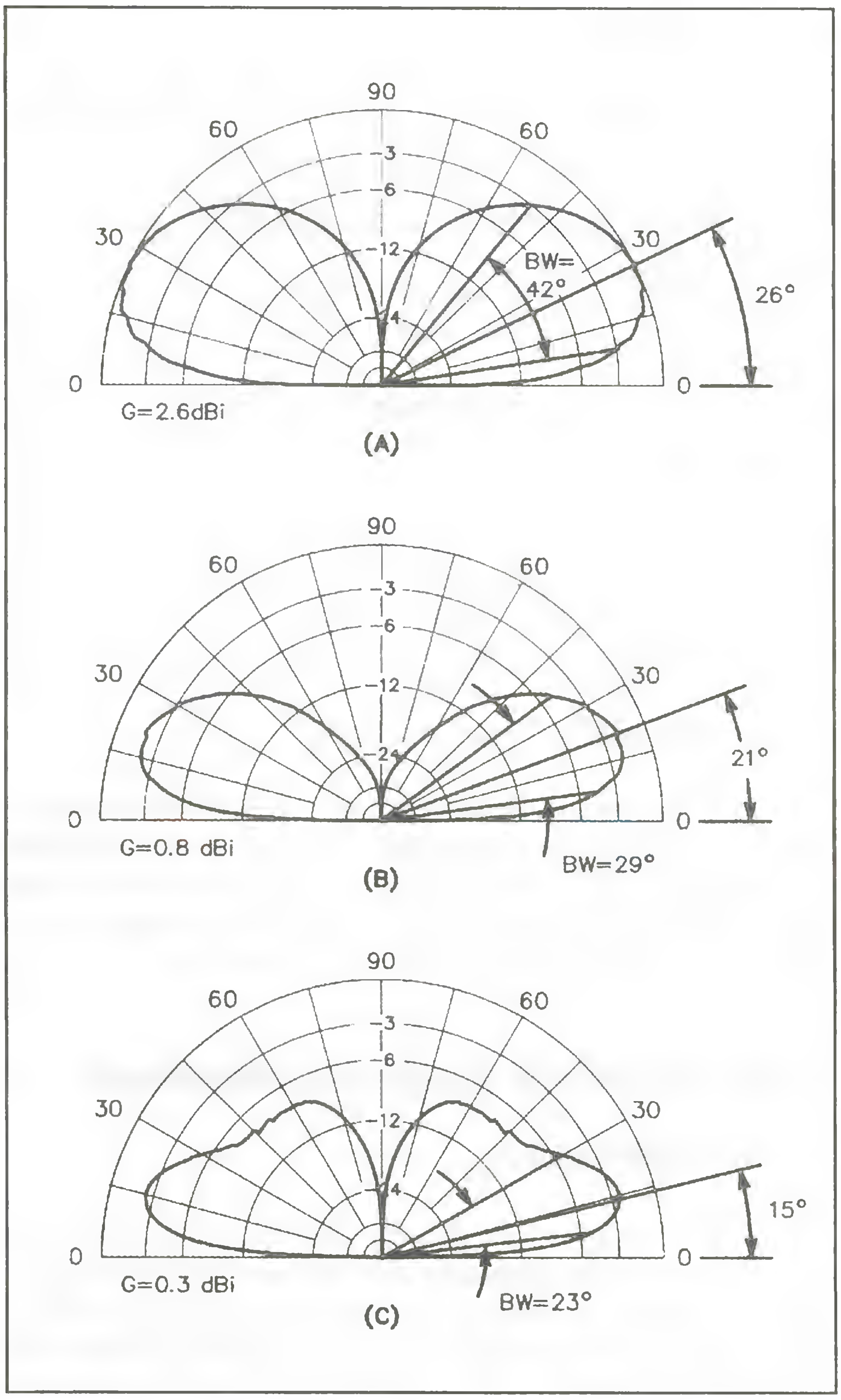


Рис.9.57. Диаграммы направленности вертикальных антенн различной длины, имеющих 60 противовесов ¼λ над средней землей. На всех диаграммах 0 dB соответствует усилению 2.6 dBi. А – четвертьволновая антенна, В – полуволновая антенна, С – антенна 5/8λ.

4.1. Углы излучения в вертикальной плоскости.

На рис.9.57 показаны диаграммы направленности в вертикальной плоскости двух вертикальных антенн различной длины. Они анализировались над идентичной заземляющей системой, состоящей из средней земли и 60-ти четвертьволновых противовесов. Для сравнения включен в рассмотрение четвертьволновый излучатель.

Заметим, что при переходе от четвертьволновой антенны к полуволновой угол излучения уменьшается от 26° до 21°. Более важным, однако, является то, что ширина диаграммы направленности по уровню 3 dB уменьшается от 42° до 29°. При переходе к антенне 5/8λ угол излучения уменьшается до 15°, а ширина диаграммы направленности - до 23°. Обратите внимание, что у антенны 5/8λ появляется боковой лепесток под большим углом. Если мы выполним вертикальную антенну еще длиннее, то излучение под малыми углами уменьшится, а под большими углами в боковом лепестке увеличится. Вертикальная антенна ¾λ имеет максимум излучения под углом 45°.

При любом качестве земли вертикальная антенна 5/8λ всегда будет иметь более низкие углы излучения и более узкую диаграмму направленности в вертикальной плоскости. Однако, ситуация усложнится при сравнении эффективности антенн.

4.2. Усиление.

Я выполнял моделирование как антенны ¼λ, так и антенны 5/8λ над различными типами земли, используя в каждом случае 60 противовесов длиной ¼λ. На рис.9.57 показаны диаграммы направленности и усиления в dBi четвертьволновых вертикальных антенн, а на рис.9.58 показаны результаты для антенн 5/8λ.

Над идеальной землей вертикальные антенны 5/8λ имеют усиление на 3 dB больше, чем антенны ¼λ при 0 ° угле излучения. Обратим внимание на очень узкую ширину диаграммы направленности и маленький боковой лепесток под большим углом (пунктирная линия на рис.9.58).

Над морской поверхностью антенна 5/8λ теряет в усилении уже 0.8 dB, в то время, как антенна ¼λ теряет только 0.4 dB. Антенна 5/8λ имеет экстремально низкий угол излучения 5 ° и ширину диаграммы направленности только 17 °. Антенна ¼λ излучает под углом 8 °, а ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости равна 40 °.

Над очень хорошей землей вертикальные антенны 5/8λ теряют в усилении 5.0 dB, в то время как антенны ¼λ только 1.9 dB. Фактически усиление антенны ¼λ равно усилению антенны 5/8λ! Заметим также, что боковой лепесток в диаграмме направленности антенны 5/8λ под большим углом становится более преобладающим при ухудшении качества земли.

Над средней землей ситуация для вертикальной антенны 5/8λ становится еще хуже. Во-первых, усиление уменьшается на 7.3 dB, а во-вторых, боковой лепесток только на 4 dB меньше основного. Вертикальная антенна ¼λ теряет в усилении 2.6 dB относительно идеальной земли, и имеет на 2.0 dB больше усиление, чем вертикальная антенна 5/8λ!

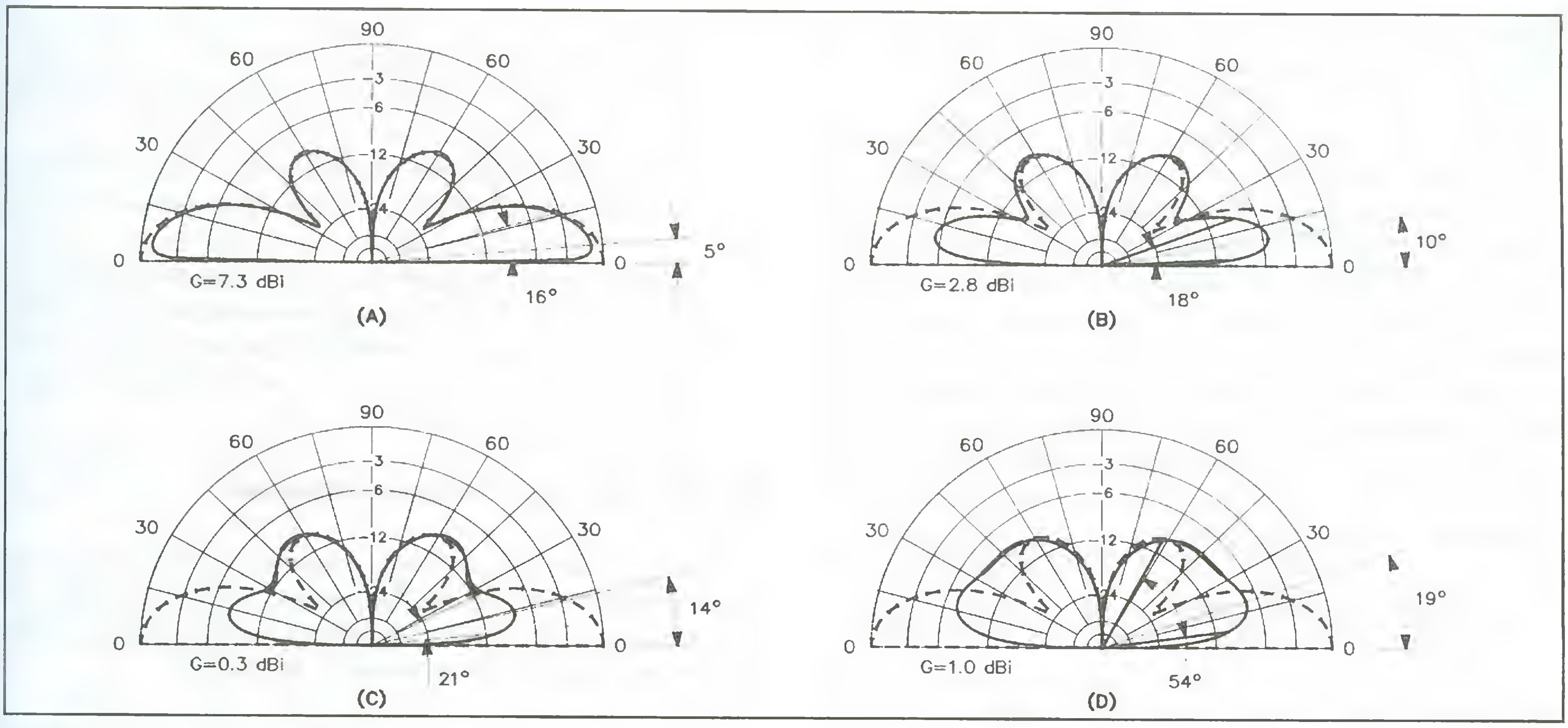


Рис.9.58. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости вертикальных антенн 5/8λ над различными типами земли. Во всех случаях использовалось 60 противовесов длиной ¼λ. Диаграмма направленности над идеальной землей показана в каждом случае для сравнения (прерывистая линия, усиление 8.1 dB). Сравните с диаграммами направленности и усилением вертикальной антенны ¼λ, смоделированной при тех же условиях (Рис.9.5.). А – над морской поверхностью, В – над очень хорошей землей, С – над средней землей, D – над очень бедной землей.

Над очень бедной землей антенна 5/8λ теряет в усилении 6.6 dB относительно усиления над идеальной землей, а антенна ¼λ теряет только 3.0 dB. Заметим также, что в этом случае антенна 5/8λ показывает увеличение усиления по сравнению с ситуацией над средней землей. Из Рис.9.58 ясно, что это происходит из-за того, что излучение под малыми углами уменьшилось до такой степени, что излучение лепестка под большим углом (60°) становится доминирующим. Заметим также, что интенсивность бокового лепестка почти не меняется при изменении качества земли от идеальной до очень бедной. Это происходит из-за того, что отражение от земли при формировании поля под этими большими углами происходит прямо под антенной, где качество земли улучшено при помощи 60-ти четвертьволновых противовесов.

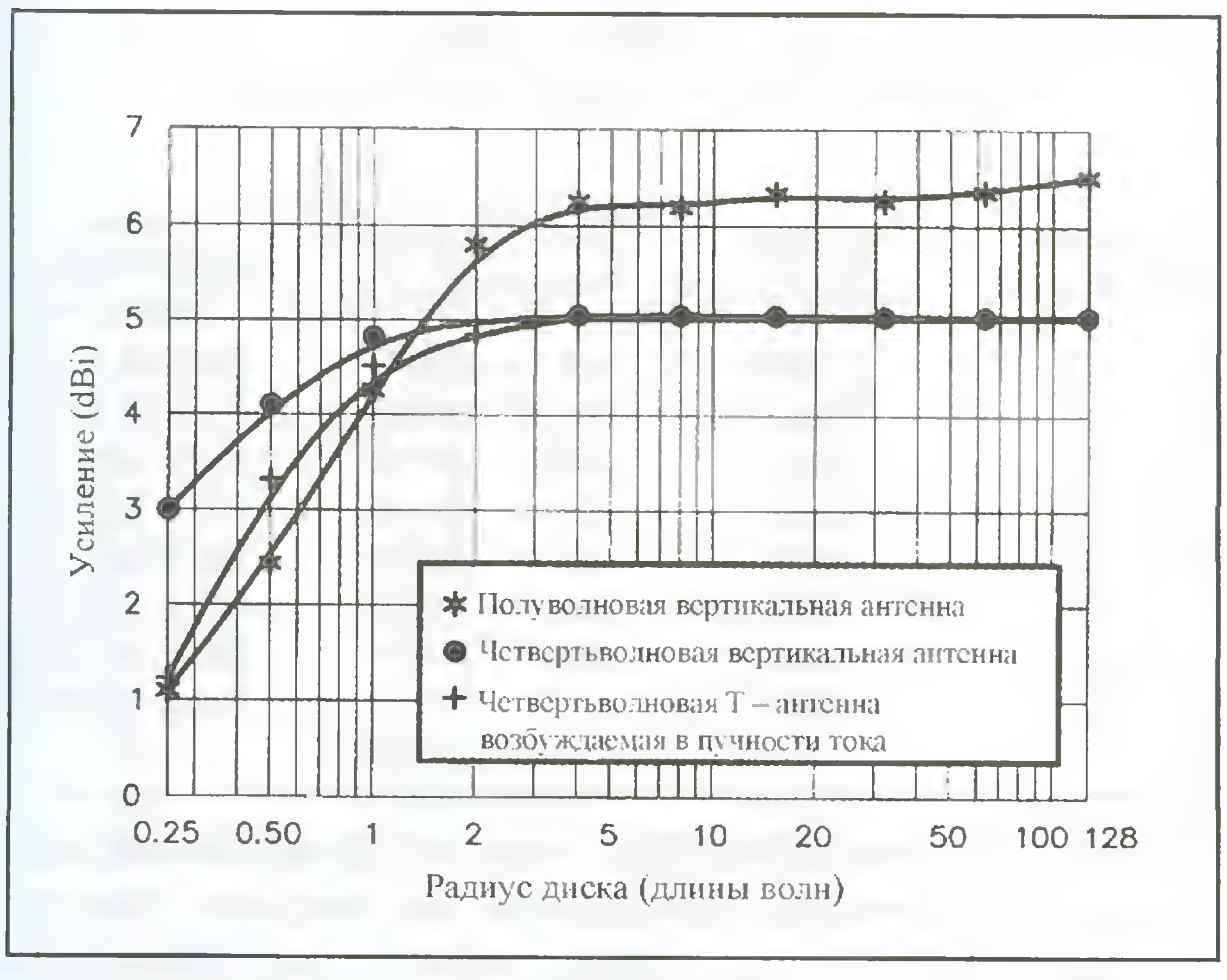


Рис.9.59. Усиление трех различных антенн над идеально проводящим диском различного диаметра. Земля за пределами диска хорошего качества. Отсюда следует, что для вертикальной антенны ½λ требуются противовесы длиной 0.6 λ, чтобы иметь такие же характеристики, как и у четвертьволновой антенны, возбуждаемой в пучности тока с противовесами длиной ¼λ. Необходимо осознавать только, что угол излучения вертикальной антенны ½λ значительно меньше.

Я уверен, что это является неожиданным для большинства. Как можно объяснить это? Антенна, которая сама излучает под очень малыми углами (как видно из модели для идеальной земли), зависит от отражения на больших расстояниях от антенны, чтобы создать излучение под небольшими углами. На этих расстояниях противовесы ограниченной длины не играют ни какой роли в улучшении качества земли. При бедной земле большая доля мощности, которая распространяется под очень малыми углами до точки отражения от земли, больше поглощается в ней, чем отражается (см. раздел 1.1.2.). Это означает, что с точки зрения отражения в зоне Френеля длинные вертикальные антенны требуют лучшего качества земли, чем четвертьволновые, для того, чтобы полностью реализовать свой потенциал излучателя под малыми углами.

4.3. Система противовесов для полуволновых вертикальных антенн.

Нас ожидает еще один сюрприз. Неправильное представление о антеннах, возбуждаемых в пучности напряжения заключается в том, что они не нуждаются ни в хорошей земле, ни в большой системе противовесов.

4.3.1. Ближнее поле.

Это правда, что если мы измерим ток, текущий в землю у основания вертикальной антенны ½λ, то этот ток будет очень небольшим (теоретически равен нулю). В четвертьволновых или более коротких антеннах ток в противовесах увеличивается по мере приближения к основанию вертикальной антенны. Это служит причиной того, что при ограниченном количестве проводов для противовесов, лучше использовать большее число коротких противовесов, чем всего лишь несколько длинных.

В антеннах, возбуждаемых в пучности напряжения, ток в земле увеличивается по мере удаления от вертикальной излучателя. Brown [7997] рассчитал, что наибольшего значения плотность ток достигает приблизительно на расстоянии 0.35λ от основания вертикальной антенны ½λ. Отсюда следует, что очень важно иметь хорошую систему противовесов в антеннах с возбуждением в пучности напряжения, таких как T – антенна, возбуждаемая в пучности напряжения или вертикальная антенна ½λ. Ясно, что эти вертикальные антенны нуждаются в более длинных противовесах, чтобы выполнять свои функции, чем антенны, возбуждаемые в пучности тока.

4.3.2. Поле в дальней зоне.

В дальней зоне требование хорошей земли для длинных вертикальных антенн также более важно, чем для антенн ¼λ. Я моделировал влияние качества земли на усиление вертикальных антенн следующим образом.

- Я сравнивал три антенны: вертикальную антенну ¼λ, антенну ¼λ T, возбуждаемую в пучности напряжения (также называемую инвертированным граунд плейн) и вертикальную антенну ½λ.
- Я моделировал все три антенны над средней землей.
- Я располагал антенны в центре диска из идеально проводящего материала, далее изменял диаметр диска, чтобы определить, на каком расстоянии расположена зона Френеля для трех антенн.

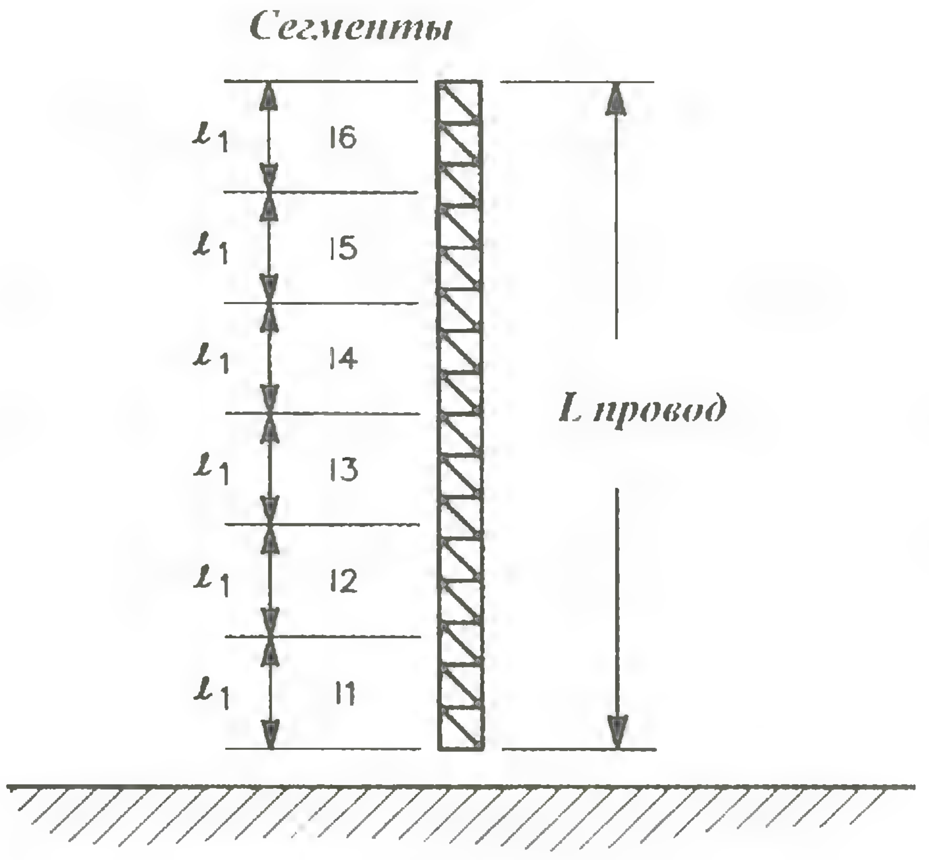
Результаты этого эксперимента приведены на рис.9.59. Проанализируем эти результаты.

- С диском радиуса ¼λ (эквивалентно большому числу противовесов длиной ¼λ) вертикальная четвертьволновая антенна, возбуждаемая в пучности тока, почти на 2 dB лучше, чем антенна ¼λ T, возбуждаемая в пучности напряжения и вертикальная антенна ½λ.
- Вертикальная четвертьволновая антенна остается лучше других антенн вплоть до размеров диска диаметром 1.5 λ. Это означает, что над хорошей землей мы должны сделать противовесы, по крайней мере, длиной 2 λ для вертикальной антенны ½λ, прежде, чем усиление этой антенны станет больше, чем усиление четвертьволновой антенны, возбуждаемой в пучности тока.
- Вертикальная антенна ¼λ T, возбуждаемая в пучности напряжения, эквивалентна четвертьволновой вертикальной антенне, возбуждаемой в пучности тока, при размерах диска, по крайней мере, диаметром 2 λ. Это происходит потому, что максимум тока находится на вершине антенны, откуда следует, что для заданных углов излучения (волновых углов) зона Френеля (место, где основная часть волны достигает земли, чтобы отразиться), значительно дальше от основания вертикальной антенны, чем в случае четвертьволновой антенны, возбуждаемой в пучности тока. Другими словами, нет никаких преимуществ при использовании вертикальной антенны ¼λ T, возбуждаемой в пучности напряжения.
- Для обеих четвертьволновых антенн, возбуждаемых в пучностях тока и напряжения, зона Френеля расположена приблизительно до 4λ от вертикального излучателя. Для вертикальной антенны ½λ зона Френеля простирается до 100 λ!

4.4. Практическое выполнение.

На 40 метрах высота более, чем ¼λ (10 м) легко выполнима в большинстве мест. Во многих случаях это та же самая вертикальная антенна, которая используется в качестве четвертьволновой антенны на 80 метрах.

Я с успехом использовал вертикальную антенну 5/8λ на 40 метрах (равна 3/8 λ на 80 метрах) в течение более чем 20 лет. Она, конечно, не конкурирует с Яги длиной 100 футов или больше, но с отдельными приемными антеннами (антенной Бевериджа) всегда обеспечивала относительно



Число сегментов	*Длина сегмента (мм)*	*Провод с внешним диаметром 2мм*	*Мачта диаметром 250мм*
5	3800	43.1 – j10.9	36.0 + j3.0
10	1900	34.4 – j11.6	37.0 + j4.1
20	950	34.6 – j11.2	37.5 + j5.2
30	630	34.6 – j11.0	37.7 + j5.8
50	380	34.7 – j10.8	38.0 + j6.2
70	240	34.7 – j10.8	38.0 + j6.3
100	190	34.7 – j11.1	34.5 – j13.0
150	130		34.0 – j14.0

Рис.9.60. Анализ в MININEC прямой 19-метровой вертикальной антенны, показанной на рисунке. Частота анализа – 3.8 МГц. Результаты расчета сопротивления в MININEC показаны в таблице виде функции от количества сегментов. Заметим, что для надежности, для «толстой» (200 мм) вертикальной антенны, взято максимальное число сегментов – 70. В документации к MININEC сказано, что длина сегмента должна в 2.5 раза превышать диаметр провода (2.5x200мм = 500мм). В этом случае могут возникать ошибки, особенно если длина сегмента меньше диаметра провода.

хорошую работу. Теперь, когда я в течение нескольких лет использую 3-х элементную Яги на 30 метрах, я знаю, что это решение было далеко от идеала.

Опыт работы Earl Cunnigham, K6SE, подтверждает это: «Я использовал вертикальную антенну 1/2λ в Хьюстоне/северной части побережья Мексиканского залива, где проводимость почвы аномально высока. Это была супер работа. Та же самая антенна здесь в пустыне работала очень плохо, даже с более длинными противовесами заземляющей системы.»

Другое свидетельство пришло от Tom Rauch, W8JI, который писал

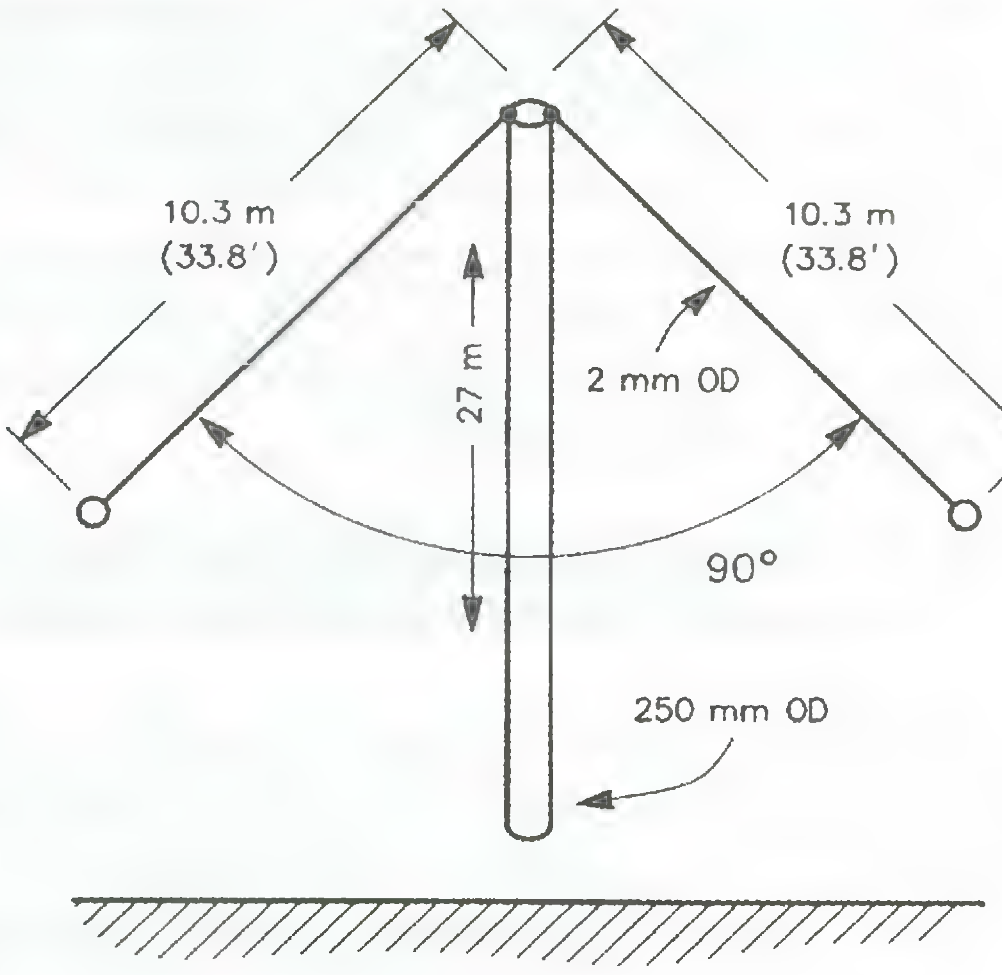
> *«… Я получил те же самые результаты, используя радиовещательную антенную решетку на 160 метрах. Моя четвертьволновая антенна превосходила их. Я наблюдал тот же эффект на 80 метрах».*

Излучение под очень малым углом, без сомнения, дает больше преимуществ в диапазонах с максимально короткими волнами (от 10 до 20 метров) и, конечно же, дает неплохие результаты на 40 метрах, но у меня был печальный опыт использования вертикальной антенны, длиной 5/8 λ, которая оказалась слишком длинной для обычной работы на 80 метрах.

Сопротивление в основании $R_{rad(B)}$ и входная реактивность представлены на рис.9.11 и 9.8 как функция от диаметра проводника в градусах. На рис.9.9 и 9.12 оно представлено как функция отношения длины к диаметру антенны. Графики являются точными только для структур с довольно большим и постоянным диаметром (не для однопроводных структур). Диаметр проводника 1° равен 833/f (МГц) в миллиметрах.

5. МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРТИКАЛЬНЫХ АНТЕНН.

ELNEC, наряду с другими версиями MININEC, хорошо подходит для моделирования вашей собственной вертикальной антенны. Тем не менее, вам следует знать, что все



Вертикальная мачта			*Наклонные провода*				
Количество сегментов	*Длинна сегментов(мин.)*	*Длинна сегментов(макс.)*	*Количество сегментов*	*Длинна сегментов(мин.)*	*Длинна сегментов(макс.)*	*Общий импульс*	*Сопротивление*
3	9000	9000	3	3765	3765	9	9.0 – j184.0
5	5400	5400	5	2260	2260	1	14.2 – j107.0
10	2700	2700	10	1130	1130	3	16.2 – j83.5
20	1350	1350	20	565	565	6	16.6 – j87.1
30	900	900	30	437	437	9	16.7 – j77.0
40	625	625	40	282	282	120	16.6 – j76.5
50	540	540	50	226	226	150	16.8 – j76.3
10	2700	2700	5	2260	2260	15	16.8 – j78.6
6	4500	4500	2	5650	5650	10	16.8 – j80.4
5	5400	5400	2	5650	5650	9	16.7 – j80.7
35	770	770	2	5650	5650	39	14.9 – j103.0

f = 1.8 MHz
Длинна Вертикальной мачты =27м
Наклонные провода = 10.3м

Рис.9.61 Значения сопротивления, рассчитанные в MININEC для нагруженной на конце вертикальной антенны с частотой 1.8 МГц, с 250 мм внешним диаметром мачты и 2 мм внешним диаметром наклонных проводов нагрузки. Большое количество сегментов во всех проводах всегда дает более надежный результат, если длина сегментов не очень различается. Благоразумным выбором длины сегмента в разных проводах может также дать очень точный результат при небольшом общем количестве сегментов. Для того, чтобы получить точное значение сопротивления, используя для расчетов MININEC, необходимо, чтобы сегменты, расположенные возле соединений под острым углом, были короткими.

программы, основанные на MINIEC, созданы для условий идеальной земли при расчете сопротивления антенны.

Вы не можете использовать эти программы для расчета эффективности вертикальной антенны, где эффективность определяется как

$$E_{ff} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}}$$

MININEC показывает влияние отражения от земли (в дальнем поле) при создании диаграммы излучения (под малым углом) вертикальной антенны.

Если при расчетах вы хотите учесть потери в земле, вы можете включить входное сопротивление, величина которого будет равна предположительно величине потерь в земле (см. таблицу 9.1).

5.1. Провода и сегменты.

Провод представляет собой прямой проводник и является частью антенны (или всей антенной).

Сегмент является частью провода. Каждый из проводов может быть разбит на несколько сегментов одинаковой длины. В каждом сегменте протекает разный ток. Чем больше сегментов в проводе, тем ближе распределение тока к действительному. Тем не менее, есть некоторые ограничения.

- Большое количество сегментов продлевает время расчетов.
- Каждый сегмент должен как минимум в 2.5 раза превышать диаметр провода (в соответствии с документацией к MININEC).

Не существует единого правила, определяющего минимальное количество сегментов в проводе. Единственным правилом является метод проб и ошибок, посредством которого вы постепенно увеличиваете число сегментов, пока не достигнете такого их количества, дальнейшее увеличение которого не приведет ни к каким изменениям результатов.

На рис.9.60 показан пример прямой вертикальной антенны (длиной 19 м) для 80-метрового диапазона. Эта антенна состоит из одиночного провода.

Для того, чтобы оценить влияние длины провода, я разбил его на несколько сегментов, плавно переходя от 5 к 150 сегментам. Усиление и диаграмма направленности антенны со 150 сегментами очень сходны с теми же параметрами антенны с 5 сегментами.

Для точного расчета сопротивления необходимо как минимум 20 секций. В таблице также показан пример слишком большого количества сегментов (для вертикальной антенны около 250 мм в диаметре). Так как длина сегмента становится слишком короткой в сравнении с диаметром провода, результат становится полностью ошибочным.

5.2. Моделирование антенн с проводами, имеющими контакты.

Если антенна состоит из нескольких прямых проводников, ситуация становится значительно сложнее. На рис.9.61 показан пример 27-метровой вертикальной антенны (с внешним диаметром 250 мм), нагруженной на конце двумя наклонными проводами, внешний диаметр которых 2мм (AWG#12).

Стандартный подход подразумевает использование трех проводов (по одному для каждой из частей антенны), разделенных на некоторое число сегментов (длина которых в одном проводе всегда одинакова).

Для того, чтобы получить надежные результаты, необходимо убедиться в том, что длины сегментов, расположенных возле контактов, одинаковы. Таблица на рис.9.61 показывает сопротивление, полученное для вертикальной антенны, нагруженной на конце с разным количеством сегментов.

Большое число сегментов в вертикальной мачте (например, 35 сегментов длиной 770 мм) наряду с небольшим числом сегментов в наклонных проводах нагрузки приводит к ненадежным результатам. Хороший результат можно получить, если общее число сегментов равно 9, а их длина тщательно выровнена. Техника уменьшения количества сегментов, описанная в 14 главе, также может быть использована для минимизации количества сегментов и повышения точности результатов.

5.3. Моделирование вертикальных антенн с системами противовесов.

В MININEC нельзя проанализировать антенны с горизонтальными противовесами, расположенными близко к земле. Таким образом, моделирование заземляющей системы, как части антенны, требует профессионального

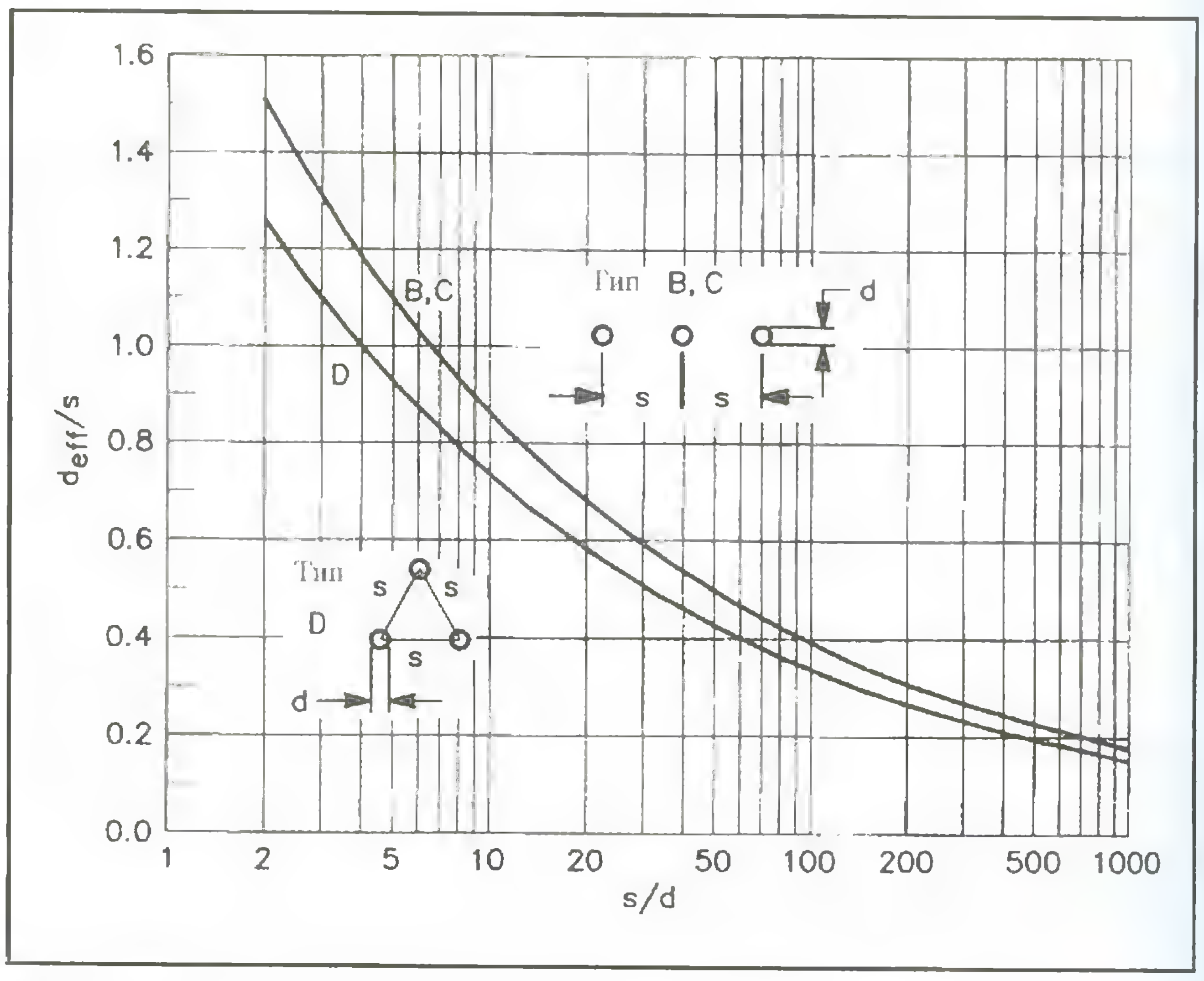


Рис.9.62. Нормированный эффективный диаметр мачт, состоящих из треугольных секций, в виде функции от диаметра вертикальной трубы (d) и ширины (s) мачты. Также приведен эффективный диаметр трех параллельных проводов (кривая BC). (Из книги Gerd Janzen. Kurze Antennen.)

программного обеспечения. С помощью NEC-2 или такой программы как EZNEC, основанной на NEC-2, можно смоделировать антенну с системой противовесов над землей.

Имеют место документально подтвержденные случаи, когда результаты, полученные в NEC-2 (усиление иногда было завышено на 6 dB), были довольно ободряющими (модель сверена с действительностью). В NEC-3 и NEC-4 можно создавать модели с заглубленными системами противовесов (см. главу 4, раздел 2.2.).

6. ВЕРТИКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ НА ПРАКТИКЕ.

В этом разделе рассмотрены несколько практических разработок вертикальных антенн для 40, 80 и 160 метров. В их числе двух и трех диапазонные системы. Решены несколько практических методов согласования, обсуждены критерии оценок для элементов. Все L – цепи были рассчитаны при помощи модуля L – NETWORK DESIGN программы NEW LOW BAND DESIGN.

6.1. Однополосные четвертьволновые вертикальные антенны для 40, 80 и 160 метров.

Большие диаметры проводников часто используются по различным причинам, такие, как увеличение полосы частот (при увеличении отношения диаметра к длине) или упрощения механической конструкции. Эффективный диаметр проволочных корзин или плоских наборов проводников приведены в разделе 2.4.1. главы 8.

Для вертикальных антенн часто используются мачты с треугольными секциями. Эффективный эквивалентный диаметр секции мачты показан на Рис.9.62. Секция мачты шириной 25 см из вертикальных труб диаметром 2.5 см имеет эквивалентный диаметр 0.7 x 25 = 17.5 см.

Резонансная длина полноразмерной четвертьволновой вертикальной антенны зависит от ее физического диаметра. На рис.9.63 показан физический фактор укорочения четвертьволновой резонансной антенны в виде функции от отношения длины антенны к ее диаметру.

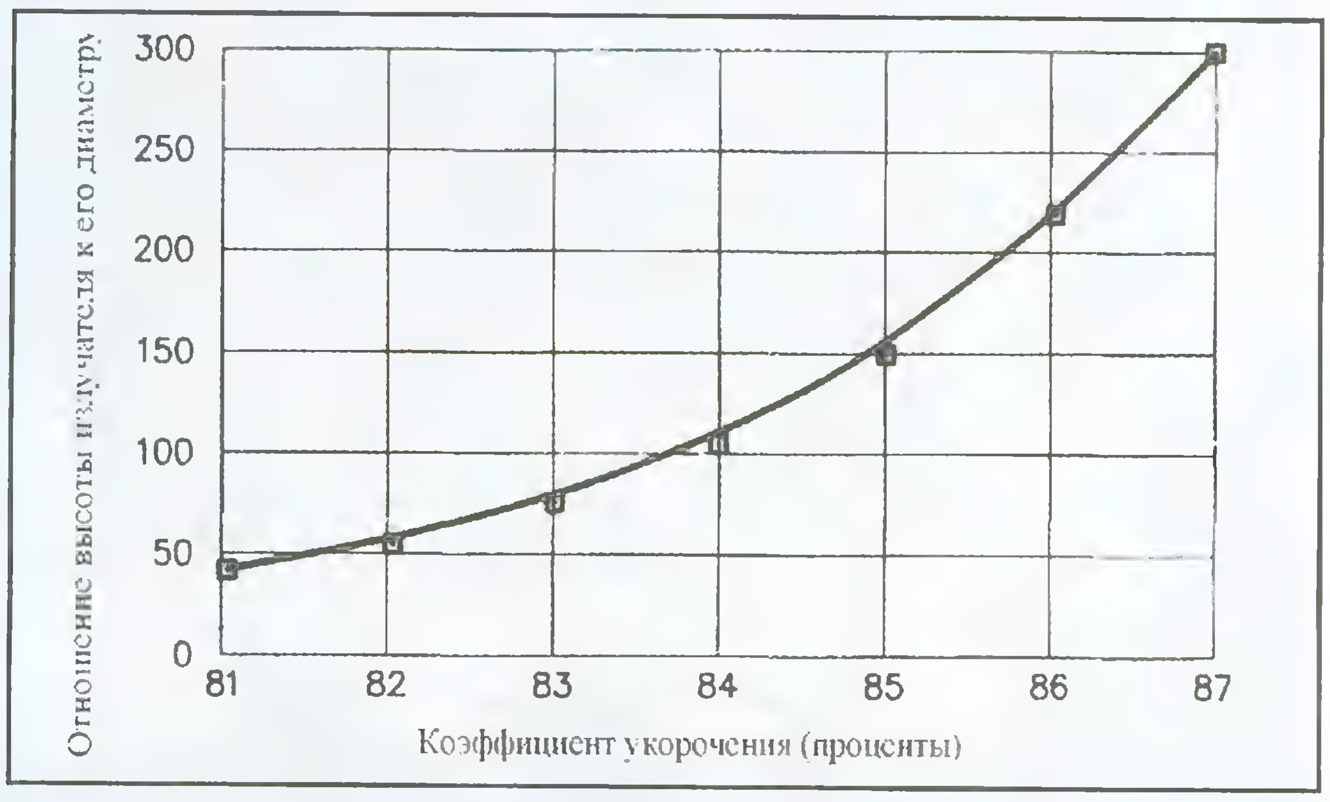


Рис.9.63. График коэффициента укорочения вертикальной мачты ¼λ для достижения резонанса как функция от отношения длины к диаметру.

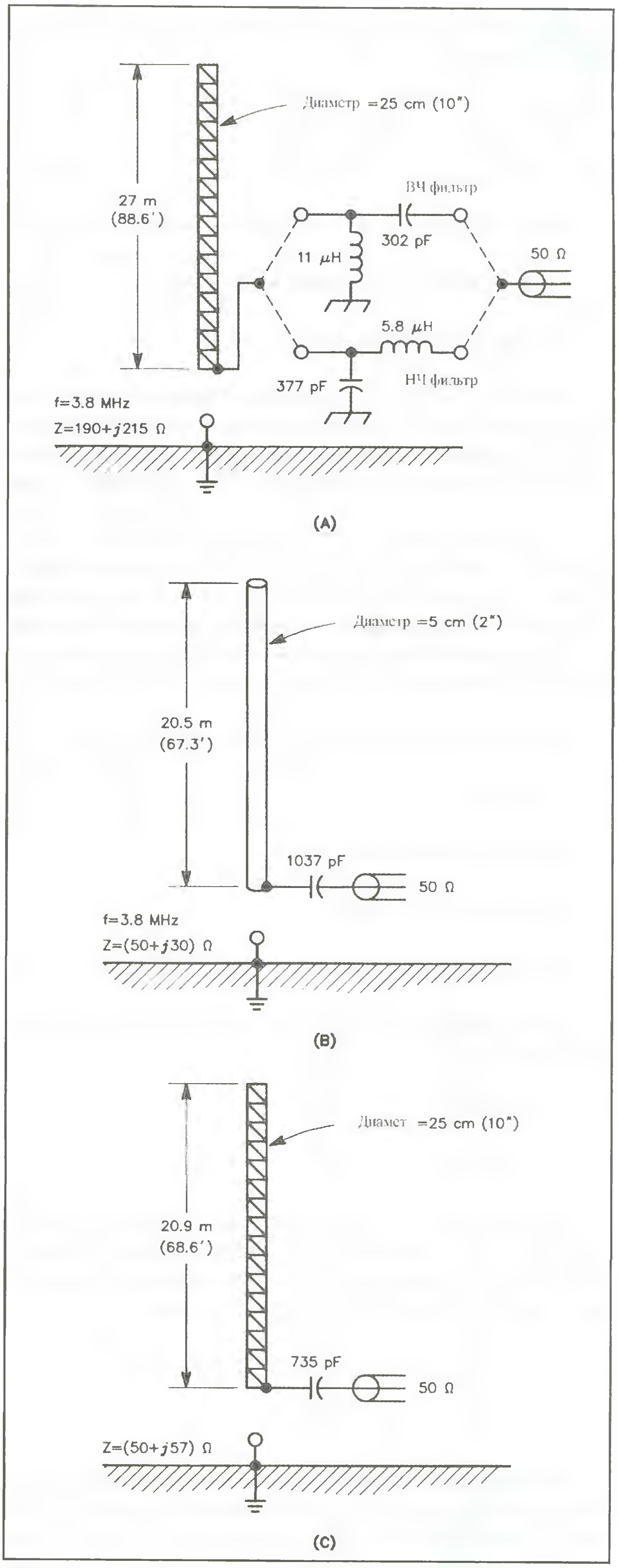


Рис.9.64. Три различных восьмидесятиметровых вертикальных антенны, длина которых не больше ¼ λ с учетом цепей согласования. Размеры антенн на В и С таковы, что активная часть входного сопротивления равна 50 Ом. В этом случае цепь согласования состоит только из последовательного конденсатора. В отличается от С только диаметром вертикальной антенны. Во всех случаях предполагается, что земля идеальна.

Требуемая физическая длина при этом определяется из выражения:

$$L = \frac{74.95 \times p}{f_{MHz}},$$

где L – длина (высота) вертикальной антенны в метрах.

p – множитель укорочения (из Рис.9.63).

f_{MHz}- рабочая частота в МГц.

Четвертьволновые вертикальные антенны легко согласовать с линией передачи, имеющей волновое сопротивление 50 Ом. Сопротивление излучения плюс обычные потери в земле создают в точке возбуждения сопротивление близкое к 50 Ом.

Если вы не желаете располагать согласующую цепь в основании антенны, и умудритесь поднять точку возбуждения ан несколько метров выше основания, то дополнительная высота даст вам увеличение сопротивления излучения и эффективности антенны. Входное сопротивление может быть найдено из графиков на рис.9.8, 9.9, 9.11 и 9.12.

Рассмотрим следующие примеры (см. Рис.9.64.):

Пример 1:

Высота мачты 27 м.

Диаметр мачты 25 см.

Рабочая частота 3.8.МГц.

Их подходящих графиков или при помощи моделирования найдем:

R = 185 Ом.

X = +j215 Ом.

Предположим, что мы имеем очень хорошую заземляющую систему противовесов с эквивалентным сопротивлением потерь в земле равным 5 Ом. Рассчитаем согласующую L цепь, исходя из следующих величин:

$$Z_{in} = 190 + j215OM.$$
$$Z_{out} = 50Ом.$$

Значения параметров согласующей цепи были рассчитаны для частоты 3.8 МГц. Две различные схемы согласования (низкочастотная и высокочастотная) показаны на рис.9.64. Цепь фильтра нижних частот дает дополнительно небольшое подавление гармоник, в то время как цепь фильтра верхних частот обеспечивает заземление антенны по постоянному току и некоторое подавление сигналов средневолновых радиовещательных станций.

Пример 2:

Теперь мы намерены построить вертикальную антенну, которая несколько длиннее, чем ¼λ, так, чтобы активная часть входного сопротивления (на рабочей частоте) была точно равна 50 Ом. В этом случае согласующая цепь будет состоять только из последовательного конденсатора для компенсации индуктивной реактивности входного сопротивления. Мы использовали ELNEC для конструирования двух моделей:

- Вертикальной мачты диаметром 5 см, длиной 20.5 м, Z = 50 + j39 Ом (см. Рис.9.64). Согласующая цепь состоит из последовательного конденсатора с реактивным сопротивлением 39 Ом на частоте 3.8 МГц. Значение емкости конденсатора равно:

$$C = \frac{10^6}{2 \times \pi \times 3.8 \times 39} = 1073pF.$$

- Диаметр вертикальной мачты = 25 см, длина = 20,9 м, Z = 50 + j57 Ом (см. Рис.9.64C). В этом случае последовательный согласующий конденсатор имеет емкость 735 pF.

Заметим, что для вышеприведенных примеров потери в земле приняты за ноль. Значения емкости последовательно согласующего конденсатора могут быть рассчитаны с использованием модуля SERIES IMPEDANSE, входящего в состав NEW LOW BAND SOFTWARE.

6.1.1. Технические разработки.

Я не хотел бы приводить большое количество технических подробностей, перечислять материалы, размеры труб и т.д., так как эти параметры различаются в разных странах. Guy Hamblen, AA7ZQ/2 описал замечательную 80/75 – метровую разработку, в которой задействованы алюминиевые трубки, длиной 12 футов, внешний диаметр которых варьируется от 1.5 до 0.875 дюймов [7819].

Вертикальная антенна 90 футов длиной из ирригационных труб. Находится в Монтане, W7LR, и может использоваться как на 80, так и на 160 метрах.

Если вы предполагаете создание вертикальной антенны с довольно длинной верхней секцией без растяжек, вы можете использовать модуль ELEMENT STRENGTH программного обеспечения ON4UN YAGI DESIGN. Используя эту программу, вы можете разработать элемент Яги длиной, равной удвоенной длине, которая необходима для верхней секции вертикальной антенны без растяжек.

Так как эта верхняя секция, в отличие от половины элемента Яги, не будет нагружена своим собственным весом (что ведет к провисанию элемента Яги), вертикальная секция обладает дополнительным фактором надежности.

На Рис.9.65 показана разработанная Stieve Kelly, K7EM, 80-метровая вертикальная антенна, в которой задействованы 3-х и 4-х дюймовые алюминиевые трубки для ирригации. Вертикальные антенны смонтированы на пропитанных деревянных кольях размером 6 x 6 дюйма.

Общая длина каждого кола (стержня) 12 футов, 4 из которых находятся в земле. Пластины, которые поддерживают вертикальные антенны сделаны из доски 2 x 6 дюйма. Stieve использовал стержни 3/8 дюйма для того, чтобы присоединить пластины к мачте, а через основание каждой вертикальной антенны проходит стержень ½ дюйма (см. рис.9.66). Стержень ½ дюйма выступает в качестве петли для подъема и спуска и изолирован от вертикальной антенны трубкой PVC.

Недавно Stieve заменил пропитанные деревянные дощечки 2 x 6 дюйма на толстый лист плексигласа толщиной ½ дюйма. Нижние концы трубок 4" изолированы PVC трубкой 4" (внутренний диаметр). Stieve подразумевает деление этой трубки вдоль, нагревая ее с помощью специального гибочного инструмента PVC и затем одевает ее на трубки ирригации 4".

Для того, чтобы сконструировать свою 160 плюс 80 метровую вертикальную антенну Bob Leo, W7LR, использует ирригационную трубку с внешним диаметром 4 дюйма, длиной 40 футов (см. фотографию). Внутри соединений, для их укрепления, он вставляет круглые деревянные бруски. Затем, он присоединяет снаружи соединения кусок такой же трубки, которая была разрезана вдоль. Затем он скручивает это все болтами и скрепляет зажимами. Bob использует нейлоновые растяжки на каждых 15 футах в четырех направлениях.

Растяжка прикрепляется к овальному куску металла, который закреплен двумя зажимами в каждой точке. На верхнем конце Боб использует четыре провода нагрузки длиной 12.8 метров (#12 медный провод), наклоненных под углом 45°. Эти провода нагрузки прикреплены к верхнему концу болтами с ушком, которые соединяются с металлическим верхним концом. Bob надел на верхний конец антенны защитный колпак из пластика так, чтобы птицы не падали в трубу.

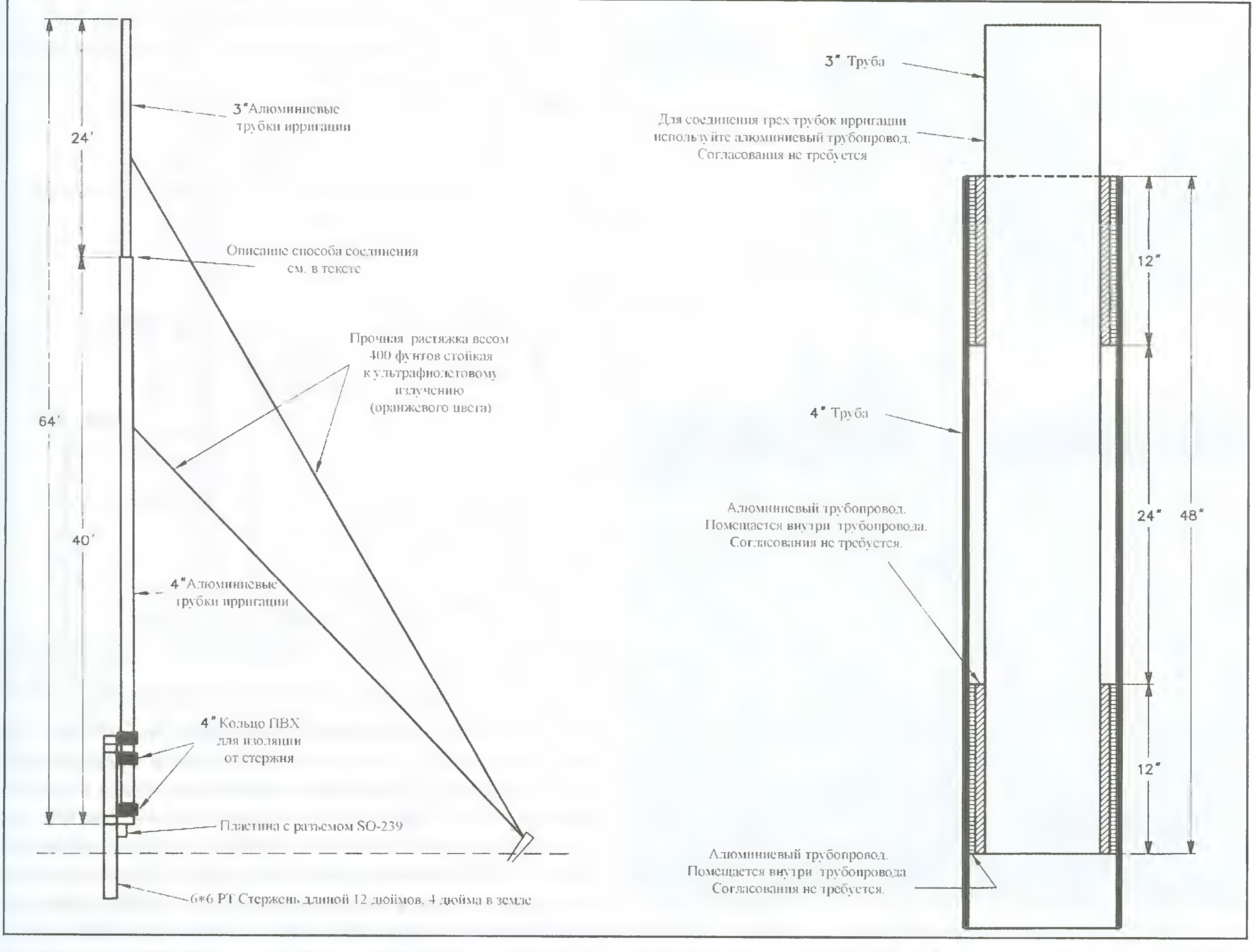

24'
64'
40'
3"Алюминиевые трубки ирригации
Описание способа соединения см. в тексте
Прочная растяжка весом 400 фунтов стойкая к ультрафиолетовому излучению (оранжевого цвета)
4"Алюминиевые трубки ирригации
4" Кольцо ПВХ для изоляции от стержня
Пластина с разъемом SO-239
6*6 PT Стержень длиной 12 дюймов, 4 дюйма в земле
3" Труба
Для соединения трех трубок ирригации используйте алюминиевый трубопровод. Согласования не требуется
4" Труба
Алюминиевый трубопровод. Помещается внутри трубопровода. Согласования не требуется.
Алюминиевый трубопровод. Помещается внутри трубопровода Согласования не требуется.
12"
24"
48"
12"

Рис.9.65. Детали конструкции для 80 метровой антенны ¼λ, выполненной из 3-х 4-х дюймовых ирригационных труб, разработанной K7EM.

6.2 Вертикальная антенна, нагруженная на конце.

Конструкции нагруженных вертикальных антенн описаны подробно в разделе 3.6. Емкостная нагрузка, использующая провода (горизонтальные или наклонные) необычайно легко реализуется с механической точки зрения. Значительно труднее установить в качестве нагрузки бескорпусную катушку в вертикальную антенну. Дополнительно к этому из-за своих внутренних потерь нагрузочные катушки всегда являются вторичным выбором, когда дело доходит до нагрузки вертикальной антенны.

Вертикальная антенна для 160 метров, нагруженная проводами описана в разделе 6.5 как часть двухполосной системы на 80/160 метров.

Инвертированные L – антенны, являющиеся особой формой вертикальных антенн, нагруженных на конце, рассмотрены в разделе 6.

6.3. Трех диапазонные вертикальные антенны для 40, 80 и 160 метров.

Вертикальные антенны 5/8λ на 40 метрах имеют очень малые углы излучения, что может успешно использоваться при работе в этой полосе частот для дальней связи через длинные пути. Условием для создания очень низких

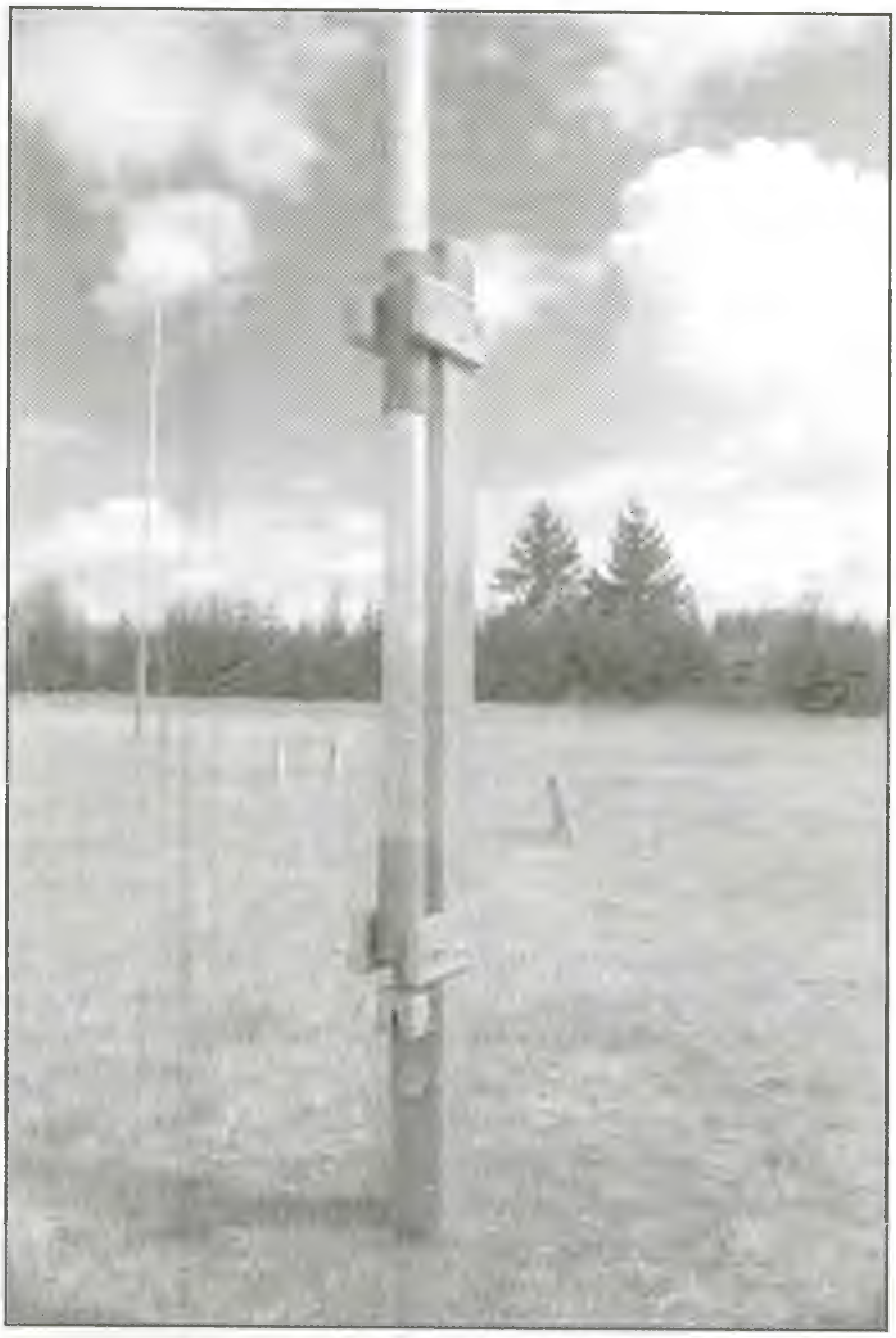
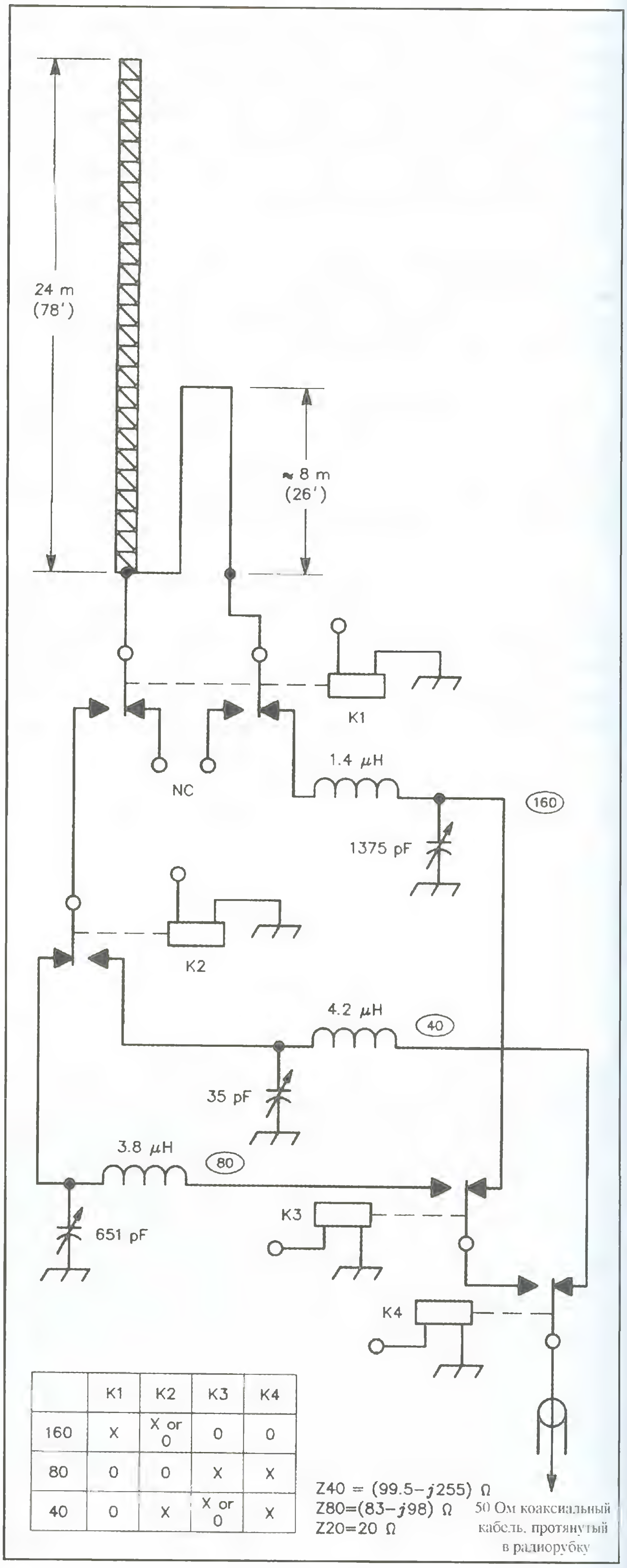


Рис.9.66. Основание одной из ирригационных труб для вертикальной антенны на 80 метрах, сконструированное K7EM.



	K1	K2	K3	K4
160	X	X or 0	0	0
80	0	0	X	X
40	0	X	X or 0	X

Рис.9.67. Трех диапазонная вертикальная система (40, 80 и 160 метров). Электрическая длина антенны равна 5/8 λ на 40 метрах (более длинная создаст слишком большое излучение под большими углами). На 160 метрах вертикальная антенна доводится до резонанса при помощи последовательной нагрузки. Переключаемая согласующая цепь состоит из трех L – цепей. При расчетах предполагалась реальная земля с эквивалентным сопротивлением потерь равным 10, 6 и 0.5 Ом на 160, 80 и 40 метрах, соответственно.

углов и для эффективного излучения является установка антенны над землей превосходного качества.

Длина вертикальной антенны 5/8λ на частоте 7.05 МГц, выполненной из мачты диаметром (эффективным) 25 см, должна быть равна 24 м. На частоте 3.65 МГц, электрическая длина этой же антенны приблизительно равна 0.3 λ (частота 3.65 МГц выбрана потому, что эта антенна легко перекрывает диапазон 3.5 – 3.8 МГц при КСВ менее 2). На 160 метрах длина антенны будет равна уже около 0.15 λ.

Входное сопротивление вновь может быть легко найдено из графиков на рис.9.8, 9.9, 9.11 и 9.12. Я также моделировал антенну при помощи MININEC.

Входное сопротивление вертикальной мачты диаметром 25 см и длиной 24 м в различных полосах частот равно:

40 метров: (99-j255),

80 метров: (77+j98),

160 метров: (9.3-j255).

Последовательная нагрузка добавит приблизительно 0.7 Ом к сопротивлению излучения на 160 метрах. Входное сопротивление станет равным: 10+j0 Ом.

При расчетах трех полосной согласующей цепи мы предполагали использовать противовесы длиной 20 м. Эквивалентное сопротивление потерь для этой системы противовесов было оценено равным 10 Ом для 160 метров, 6 Ом для 80 метров и 0.5 Ом для 40 метров (см. таблицу 9.1). Антенна вместе с трех полосной согласующей системой, содержащей три L – цепи, показана на рис.9.67.

6.4. Последовательно нагруженная двух полосная вертикальная антенна для 80/160 метров.

Полноразмерная вертикальная антенна 1/4 λ (40 м длиной на 160 метрах) за пределами возможностей для большинства радиолюбителей.

Часто двух полосная вертикальная антенна для 80/160 метров ограничена по высоте приблизительно 30 м. Это составляет электрическую длину 140° на частоте 3.65 МГц и 70° на 160 метрах. Мы можем определить R и X из рис.9.9 и 9.11 или при помощи моделирования:

80 метров: Z = (280 + j278) Ом,

160 метров: Z = (17 – j102) Ом.

На рис.9-68 показана схема антенны вместе с переключаемой согласующей системой. Для расчета L - согласующей цепи на 160 метрах мы предположили, что последовательная нагрузка добавит 1 Ом в сопротивление излучения. Предполагаемое эквивалентное сопротивление потерь в земле равно 10 Ом для 160 метров и 5 Ом для 80 метров.

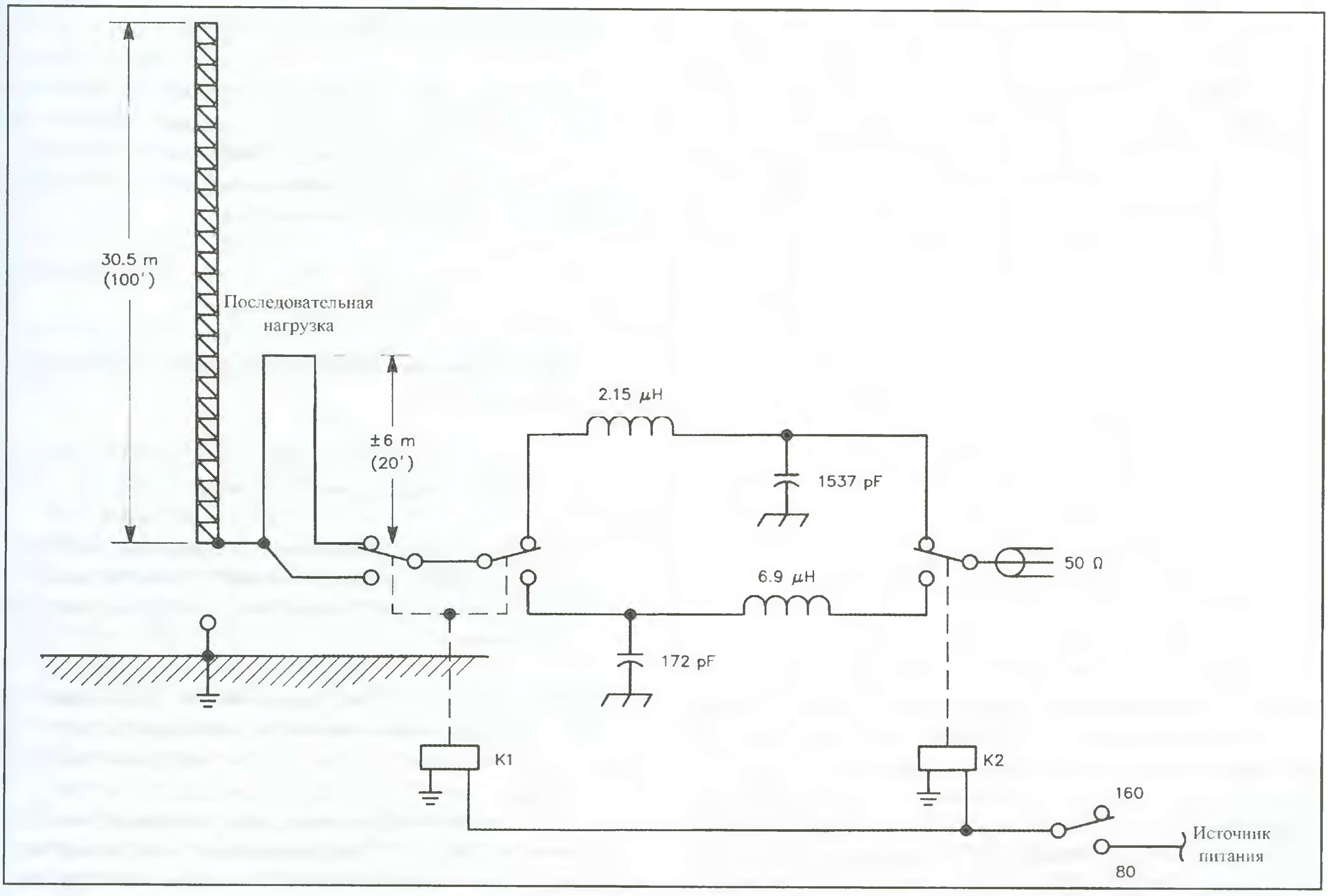


Рис.9.68. Двух полосная (80 и 160 метров) вертикальная система, использующая последовательную нагрузку для настройки в резонанс на 160 метрах. Параметры L – цепей были рассчитаны при предположении эквивалентных сопротивлений потерь в земле, равных 10 и 5 Ом на 160 и 80 метрах, соответственно.

Последовательная нагрузка обеспечивает более высокое значение сопротивления излучения и гарантирует низкие потери в катушке, так не потребуется большого значения индуктивности в согласующей цепи. Точная длина устройства последовательной нагрузки должна быть найдена экспериментально, но хорошей стартовой точкой является выполнение нагрузки до тех пор, пока антенна не будет удлинена до полного размера ¼λ. Хорошими инструментами для настройки последовательного устройства являются антенноскопы или популярные сейчас анализаторы антенн. Антенноскоп показывает полный ноль, когда измеряемое сопротивление чисто активное. Подгоняйте длину последовательной нагрузки, пока не получите полный ноль на антенноскопе или минимум КСВ на анализаторе антенн (или нулевую часть реактивного сопротивления, если вы используете один из новых анализаторов, которые позволяют вам непосредственно измерять комплексное сопротивление антенны). В то же самое время вы должны считать сопротивление излучения антенны на 160 метрах со шкалы инструмента. Вычтите теоретическое значение для вертикальной антенны (17 ±1 Ом) и вы получите значение эквивалентного сопротивления потерь.

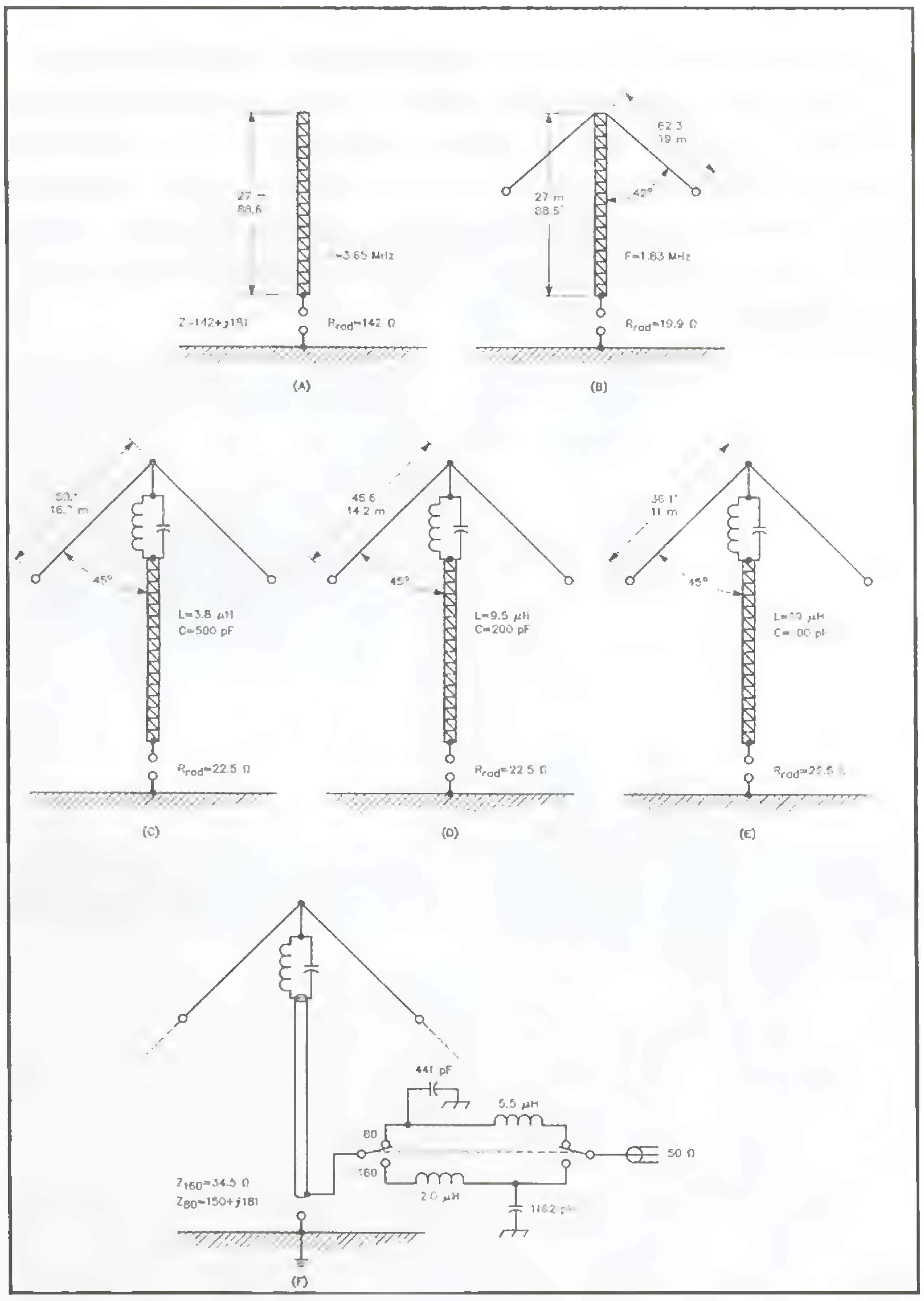


Рис.9.69. Эволюция конструкции двухполосной антенны с трапами для 80 и 160 метров. Для сравнения на А и В показаны эквивалентные антенны для 80 и 160 метров. Три типа трапов из дискретных элементов показаны на С, D и Е (с отношением L/C малым, средним и большим, соответственно), в то время как на F показан коаксиальный трап. Для четырех последних конструкций приведена согласующая цепь при эквивалентном сопротивлении потерь равном 12 и 8 Ом для 160 и 80 метров, соответственно.

На рис.9.68 показана двух полосная согласующая L - цепь для антенны на 80/160 метров. Если вертикальная антенна выполнена из решетчатых секций, последовательная нагрузка может быть выполнена из двух 2.5 см диаметром алюминиевых труб, разнесенных друг от друга приблизительно на расстояние 30 см и расположенных на таком же расстоянии от мачты. На рис.9.49 показано устройство последовательной нагрузки 27 м вертикальной антенны VE3DO. Подобная двух полосная вертикальная антенна для 80/160 метров, использующая последовательную нагрузку плюс концевую емкостную нагрузку с переключаемой согласующей цепью, была описана Gale Stewart, K3ND [7829].

6.5. Нагруженные на конце вертикальные антенны с трапами для 80/160 метров.

Трапами являются частотно селективные изолирующие устройства, включенные в излучающие элементы для того, чтобы адаптировать электрическую длину элемента в зависимости от частоты, на которой элемент должен быть использован.

Коммерческие многополосные антенны зачастую используют трапы. В самодельных антеннах использование этих технологий встречается достаточно редко. Обычно используют два типа трапов:

- Изолирующие трапы.
- Укорачивающие/удлиняющие трапы.

6.5.1. Изолирующие трапы.

Изолирующий трап представляет собой параллельный колебательный контур, создающий высокое сопротивление на частоте конструирования, эффективно разрывающий (своим высоким сопротивлением) внешнюю секцию излучателя от внутренней секции.

Хороший изолирующий трап должен, следовательно, соответствовать следующим требованиям:

- Должен иметь высокое сопротивление на частоте конструирования.
- Наряду с высоким сопротивлением, должен иметь как можно меньшее значение добротности Q.
- Он должен иметь как можно более низкое значение последовательной индуктивности на частотах, где трап не резонирует (индуктивная нагрузка сводится к минимуму).

Эффективным методом выполнения трапа является его построение из коаксиального кабеля. Во многих статьях детально описывается, как сделать этот трап [684], [662] и [689]. Фирма Battle Creek Special (раздел 6.7) использует очень успешно коаксиальные трапы в знаменитых трехполосных (40, 80 и 160 метров) компактных инвертированных L – антеннах. На рис.9.69 показаны примеры вертикальных мачт высотой 27 м с эффективным диаметров 25 см. Мы хотим использовать эти мачты на 80 метрах и нагрузить их до резонанса на 160 метрах, используя два провода на вершине. Трап на вершине мачты должен изолировать нагрузочные провода от мачты при работе на 80 метрах; он должен иметь резонанс на 80 метрах. Сконструируем систему в полосе частот 3.5 – 3.8 МГц и рассмотрим ее свойства в сравнении с двумя однополосными системами, использующими в своей основе ту же конфигурацию.

Трап с резонансом на частоте 3.65 МГц может быть получен при помощи неограниченного числа комбинаций L/C:

$$f_{res} = \frac{10^3}{2\pi\sqrt{L\times C},}$$

где f_{res} в МГц, L в µH и C в pF

Рассчитаем три различных отношения L/C, которые резонируют на частоте 3.65 МГц.

$$L = 3.8\mu H, C = 500pF, (X = 87Ом);$$

$$L = 9.5\mu H, C = 200pF, (X = 218Ом);$$

$$L = 19\mu H, C = 100pF, (X = 436Ом);$$

За основу при сравнении возьмем автономную 27 метровую мачту (без трапа, без концевой нагрузки), работающую в восьмидесятиметровом диапазоне, и ту же 27 метровую мачту с двумя наклонными проводами концевой нагрузки на 160 метрах. Размеры пяти различных конфигураций показаны на Рис.9.69. Сопротивление на частоте 1.835 МГц (резонанс с проводами нагрузки, рис.9.69 В) равно 22,5 Ом. На 3.65 МГц (рис.9.69 А) R_{rad} *= 142 Ом (Z = 142 + j181 Ом)*. Здесь преимущество вертикальной антенны, которая ненамного длиннее ¼λ., проявляется виде улучшения эффективности антенны. Потери в земле для 60 противовесов, длиной 1/4λ (8Ом на 80 метрах), вряд ли повлияют на эффективность. На Рис.9.70 показано влияние угла наклона проводов нагрузки на резонансную частоту. Значения приведены для 27-метровой вертикальной антенны с двумя наклонными проводами нагрузки длиной 19 м.

На 160 метрах потери в земле 60 противовесов длиной 1/4λ (12 Ом) существенно повлияют на эффективность:

$$E_{ff} = \frac{22.5}{22.5+12} = 65\%$$

Три разных варианта трапа значительно влияют на КСВ в полосе частот антенны. Влияние соотношения L/C на 80 метрах противоположно такому же влиянию на 160. При малом значении L и большом значении C (3.8 µH и 500 pF) максимальная полоса частот достигается на 160 метрах, а минимальная – на 80. И наоборот. При L = 19 µH и C = 100 pF, кривая КСВ на 80 метрах практически такая же плоская, как для 27 метровой вертикальной антенны без трапа и проводов нагрузки.

Полосы частот для разных разработок как для 80, так и для 160 метров показаны на рис.9.71. Я рассчитал теоретическую полосу частот, не учитывающую потери в земле, и полосу частот с учетом потерь.

Второе решение (9.5 µH и 200 pF, рис.9.69D) является отличным компромиссом, если к обоим диапазонам относиться с равным вниманием. Реактивное сопротивление цепи для этих значений LC равно X = 218 Ом. Если предположить, что последовательное реактивное сопротивление потерь равно 1Ом, то Q фактор будет равен 218/1 = 218.

Для параллельного конденсатора мы должны использовать керамический конденсатор передаточного типа (например, коаксиально-волноводный) под высоким напряжением. Данные для намотки катушки могут быть рассчитаны с помощью модуля COIL нового программного обеспечения для длинноволнового диапазона.

Пример: катушка 9.5 µH может быть намотана на 5 сантиметровой форме плотно прижатыми друг к другу витками из эмалированной в два слоя проволоки с внешним диаметром 3 мм. Получим длину катушки 5см. Квадратная форма обеспечит хорошее значение Q.

На практике, вам потребуется немного меньшая индуктивность для того, чтобы получить резонанс трапа на частоте 3.65 МГц из-за емкостного сопротивления самой катушки. После наматывания катушки, присоедините параллельно коаксиально-волноводный конденсатор 200 pF (если его можно вставить в катушку) и настройте в резонанс параллельную цепь. Используйте приемник для того, чтобы тщательно контролировать резонансную частоту. Перемещайте витки до тех пор, пока вы не достигнете резонанса на желаемой частоте. После того, как все будет сделано, щедро смажьте все это смазкой.

В последнее время популярным стало использование трапов из коаксиального кабеля. Работа таких трапов основывается на емкостном сопротивлении коаксиального кабеля и индуктивности, которая возникает, когда на форму катушки намотано верное количество витков кабеля. Такие трапы описаны C. Sommer, N4UU [662]. В его разработках для создания катушки требуется реактивное сопротивле-

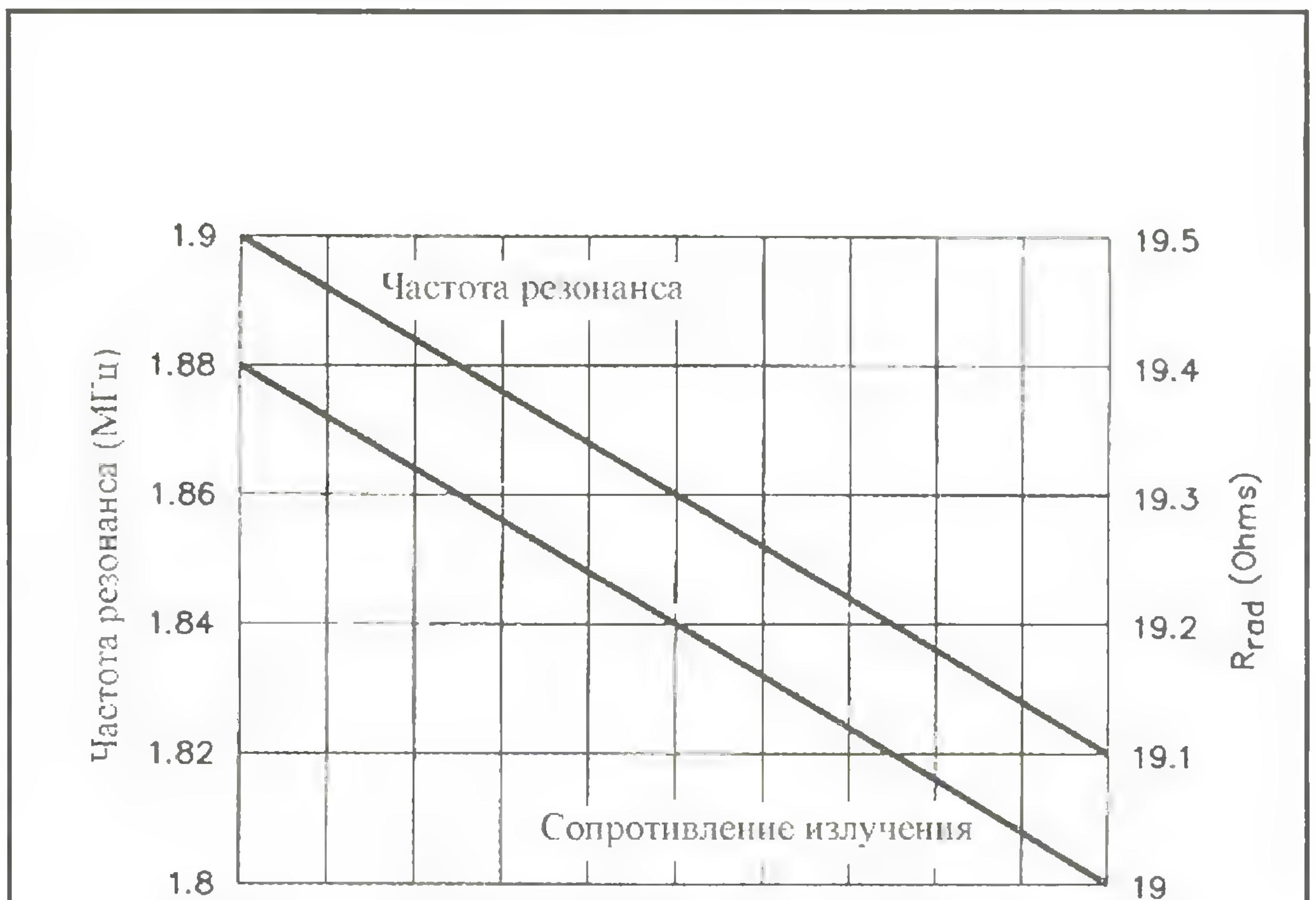


Рис.9.70 На этом графике показаны колебания резонансной частоты и сопротивления излучения для 27 метровой вертикальной антенны с наклонными проводами концевой нагрузки длиной 19м. Изменение угла наклона от 30° до 40° приводит к изменению резонансной частоты на 80 кГц.

ние 173 Ом и кабель RG – 58. Larry East, W1HUE, опубликовал базовую компьютерную программу для разработки коаксиальных трапов [692]. VE3RP создал компьютерную программу для разработки коаксиальных трапов (HAMCALC 9.4.), которую можно приобрести за $5 у George Murphy, VE3EPR, 77, McKenzie St, Orillia, ON L3V 6A6 Canada). Приведение подробностей разработки не входит в задачи этой книги. Для нашего примера индуктивность трапа равна:

$$L = \frac{173}{2\times\pi\times3.65} = 7.5\mu H$$

Эквивалентное емкостное сопротивление коаксиального трапа будет равно 252 pF. На практике, 14 плотных витков кабеля RG-58 на форме для катушек диаметром 5 см, соединенных так, как показано на рис.9.72 приведут к резонансу трапа на частоте около 3.65 МГц.

В кабеле RG-58 есть внутренняя полиэтиленовая изоляция проводника. Полиэтилен относительно низкотемпературный материал и нагревание кабеля из-за потерь I^2R может привести к тому, что проводник пройдет через нагретый полиэтилен и произойдет короткое замыкание с внешним покрытием. Таким образом, трапы из RG-58 или RG-59 необходимо использовать на средней мощности (обычно 600 Вт).

Можно выполнить также компактные трапы, использующие коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом, с теми же размерами, как и из RG-58, но использующие фторопластовую изоляцию (например, RG-141 или RG-142). Коэффициент укорочения этих кабелей несколько больше (0.7), чем для кабеля RG-58 (0.66), что означает, что количество витков может незначительно отличаться от версии с кабелем RG-58. Трап, выполненный из кабеля с фторопластовой изоляцией (PTFE), может легко выдержать несколько киловатт. Обеспечьте покрытие сборки толстым слоем черной виниловой ленты или окрашенной в черный цвет теплозащитной трубкой, чтобы защитить PTFE кабель от ультрафиолетового излучения.

Как самому сделать коаксиальный трап на большой уровень мощности детально описано в разделе 6.7.1.

Согласующие цепи.

Сопротивления, которые необходимо согласовать, равны:

80 метров (3.65 МГц): (150+j181) Ом.

160 метров (1.835 МГц): (34.5+j0) Ом.

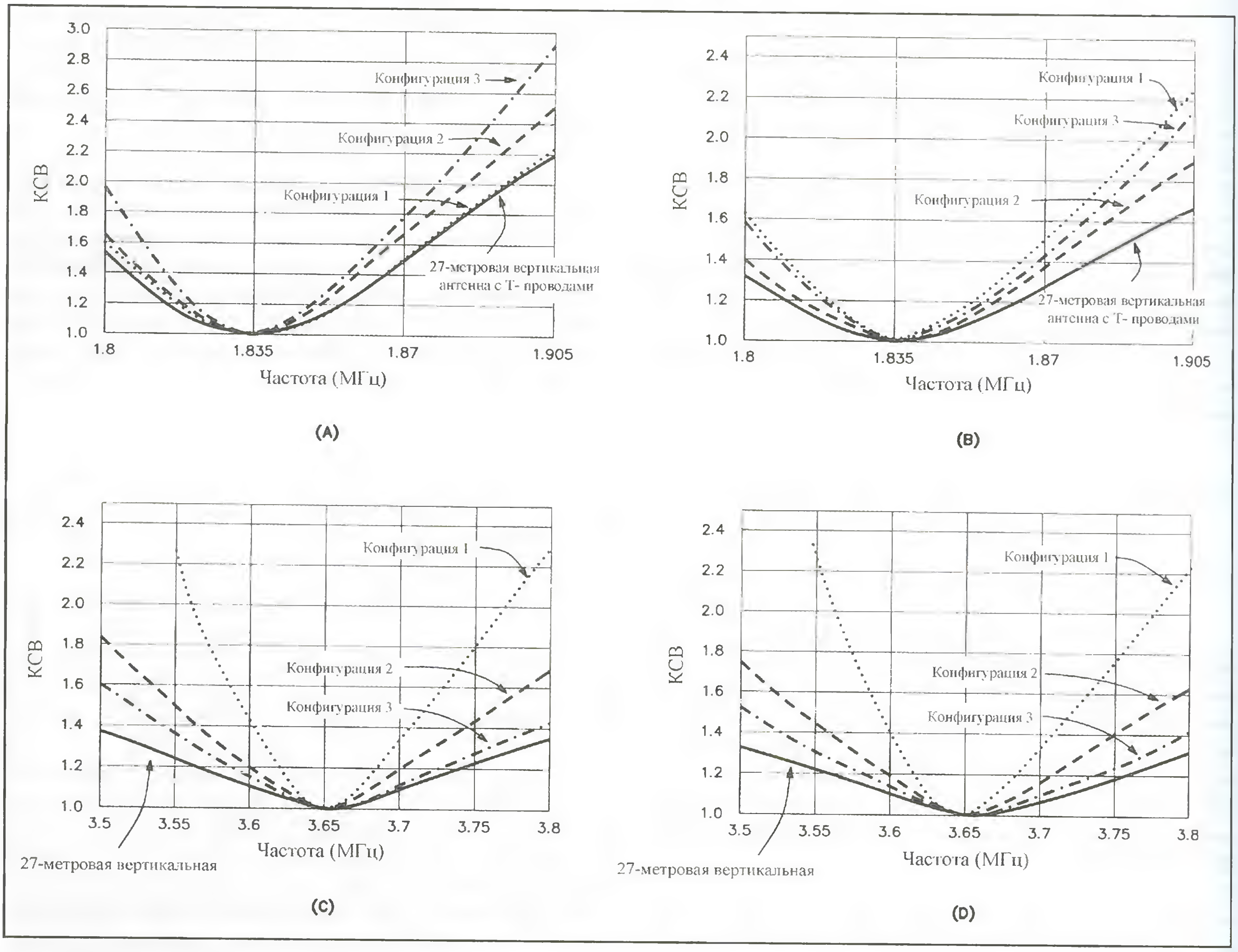


Рис.9.71. Кривые КСВ для 80 и 160 метров для разных конфигураций антенн с Рис.9.69. 1 относится к Рис.9.69 C, 2 – к 9-69 D, 3 – к 9-69 E. Кривые изображены как для идеальной земли (A и C), так и для реальной (B и D). Заметим увеличение полосы частот на 160 метрах, вызванное потерями в земле и низким значением R_{rad}. На 80 метрах потери в земле не имеют практически никакого влияния из-за высокого R_{rad}.

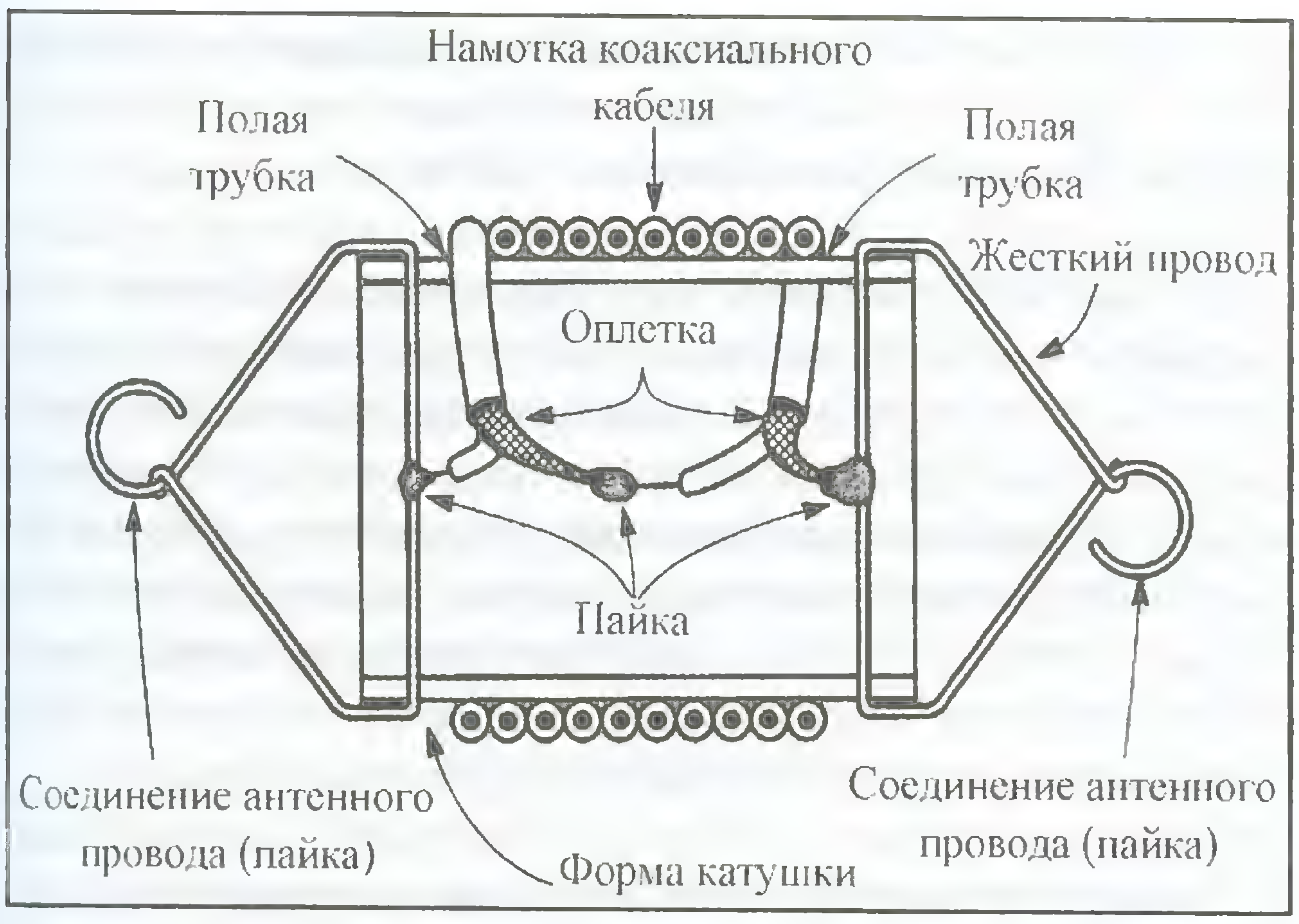

Намотка коаксиального кабеля
Полая трубка
Полая трубка
Жесткий провод
Оплетка
Пайка
Соединение антенного провода (пайка)
Форма катушки
Соединение антенного провода (пайка)

Рис.9.72. Вид в разрезе трапа из коаксиального кабеля, навитого на пластиковую трубку. В месте расположения последнего витка вы должны просверлить четыре отверстия вокруг окружности каркаса катушки. Это поможет вам при укорочении трапа до желаемой резонансной частоты.

Рис.9.73. Самоподдерживающаяся четвертьволновая вертикальная антенна ON4UN на 160 метров длиной 39.5 м. Ширина антенны в основании – 1.8 м и она постепенно сужается на конце до нескольких дюймов в вершине. Мачта запитана с помощью гамма согласования и служит поддержкой восьмидесятиметровой четырехэлементной квадратной решетке, сделанной из четвертьволновых вертикальных антенн, поддерживаемых цепями, идущими от 160 метровой вышки.

Схема и значение элементов переключаемой согласующей цепи показаны на рис.9.69 F.

6.5.2. Укорачивающие/удлиняющие трапы.

Требуется два изолирующих трапа, если они использованы в трех полосной антенне. Действительно, в начале шестидесятых трех полосные Яги с трапами использовали по два трапа на каждую половину элемента, внутренний имел резонанс на наивысшей частоте, а наружный – на средней. Для достижения той же цели современные Яги с трапами имеют только по одному трапу на каждую половину элемента. Y.Beers, W0JF, написал прекрасную статью, описывающую конструкцию таких трапов [680]. В этой конструкции трап имеет резонанс не на верхней частоте, а где то между верхней и нижней полосами частот.

В сбалансированной конструкции, описанной Y.Beers, частота, на которой резонирует трап, является среднегеометрической двух рабочих частот (равна корню квадратному из произведения двух рабочих частот). Для вертикальной антенны 80/160 метров трап должен резонировать на частоте:

$$f = \sqrt{1.83 \times 3.85} = 2.65 \text{МГц}.$$

Принцип заключается в следующем, на частоте ниже частоты резонанса трапа, он имеет положительную реактивность (выступает в качестве индуктивности), а на частоте выше частоты резонанса трап имеет отрицательную реактивность (выступает в качестве емкости). Может быть выполнен единственный параллельный колебательный контур, который вносит необходимую положительную реактивность (на нижней частоте) и отрицательную реактивность (на верхней частоте). В сбалансированной конструкции абсолютные значения реактивностей равны в обеих полосах, только их знаки различны. Такая система трапов имеет пять переменных: две рабочих частоты, резонансная частота трапа, общая длина элемента, отношение L/C, использованное в параллельном колебательном контуре трапа. Процедура расчета и конструирования детально рассмотрена в выше названной статье.

6.6. Самоподдерживающаяся полноразмерная вертикальная антенна ON4UN на 160 метров.

Самоподдерживающаяся четвертьволновая полноразмерная вертикальная антенна для 160 метров является практически самой лучшей передающей антенной, которую вы можете иметь в этой полосе частот, исключая антенную решетку, выполненную из полноразмерных или с концевой нагрузкой вертикальных антенн. Я использовал треугольную самоподдерживающуюся башню высотой 32 м, шириной 1.8 м у основания и 20 см на вершине. Я знал, что сужение делает башню электрически более короткой, чем если бы она имела постоянный диаметр и принимал это во внимание. На вершине башни я установил мачту высотой 7 м. Мачта стальная вначале и алюминиевая на конце, диаметр уменьшается от 50 мм до 12 мм.

Для того, чтобы учесть укорочение башни из-за уменьшения ее поперечных размеров, я знал, что надо установить где либо вблизи вершины башни емкостную нагрузку. Наивысшая точка, где я мог это сделать, была на высоте 32.5 м. Я решил проверить на опыте диск диаметром 6 м, поскольку имел подходящие 6-ти метровые алюминиевые трубы. Две алюминиевые трубы были установлены под прямым углом, а их концы были соединены между собой медной проволокой, образующей квадрат. На рис.9.73 изображена эта вертикальная антенна.

Я надеялся попасть поближе к электрической длине ¼λ на 160 метрах, но, к счастью, антенна резонировала точно на частоте 1830 кГц. Вначале я изолировал башню в основании и смог измерить ее входное сопротивление, равное приблизительно 20 Ом, при ожидаемой величине 36 Ом для эквивалентного сопротивления потерь в земле 0 Ом. О таких низких сопротивлениях излучения сообщалось в литературе, что объясняется большим поперечным сечением башни. Первоначально я заподозрил взаимную связь с одной или двумя другими башнями, но развязка или расстройка не дала никаких изменений.

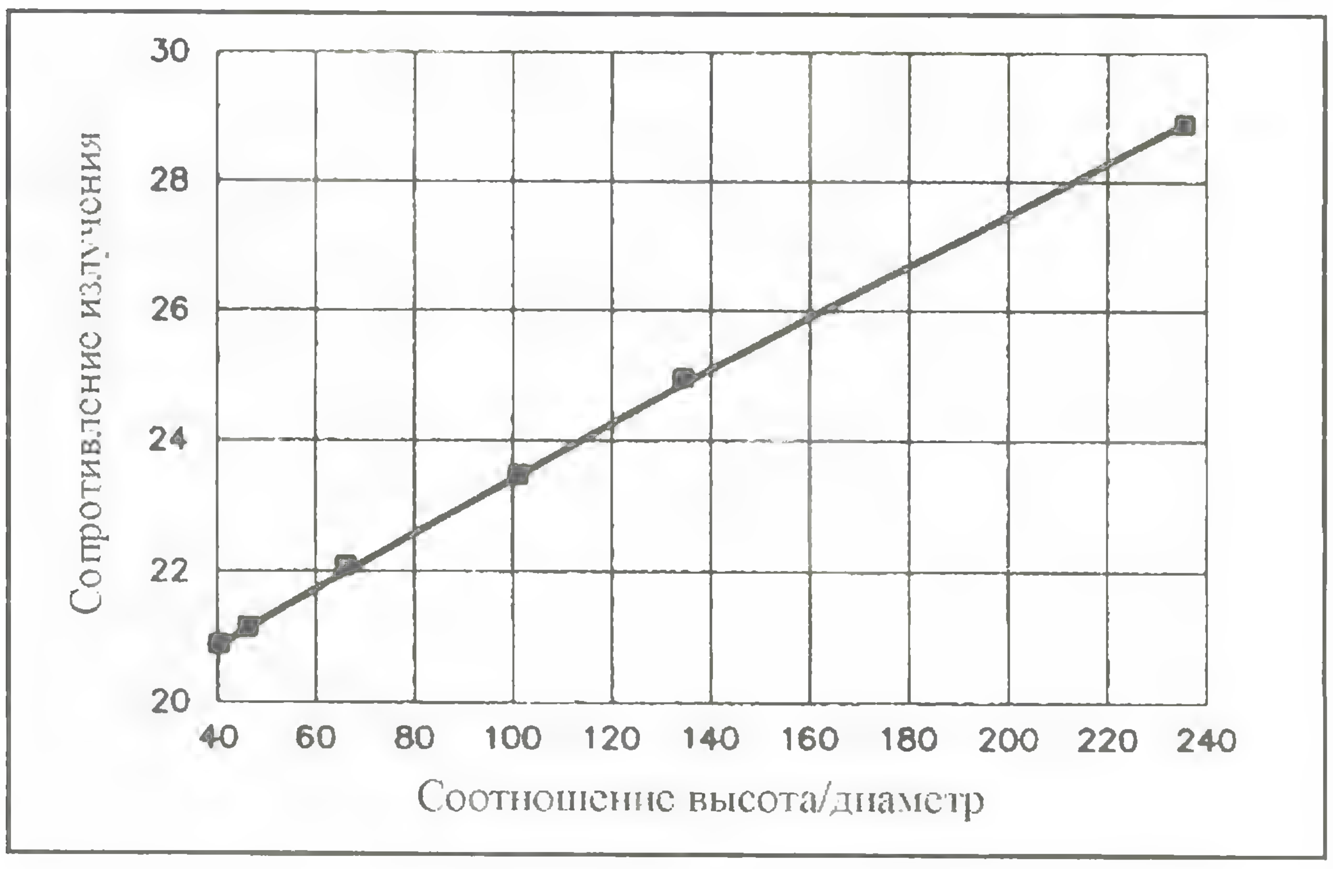


Рис.9.74. **Зависимость входного сопротивления четвертьволновой вертикальной антенны в резонансе с системой из 60 четвертьволновых противовесов от диаметра проводника. Вертикальные антенны, сделанные из проводника большого диаметра, такого, как мачта, демонстрируют намного более низкое входное сопротивление, чем проводные вертикальные антенны.**

Рис.9.75. **Поиск и исследование новых стран на 160 метрах – не единственное хобби Rudi, DK7PE (слева), и ON4UN, которые готовы отправиться в поход на велосипедах. На заднем плане видно основание 160 метровой вертикальной антенны ON4UN, возле которого расположен ящик, в котором находится цепь согласования для 160 метровой вертикальной антенны и четырехэлементной квадратной решетки на 80 метров.**

На рис.9.74 показаны сопротивления излучения четвертьволновых вертикальных антенн с системой противовесов, состоящей из 60 противовесов длиной ¼λ, измеренные в виде функции от диаметра антенны. Из графика видно, что при отношении высоты к диаметру равном 44 (например, самоподдерживающаяся башня диаметром 1 м на частоте 1.83 МГц) сопротивление излучения равно 20 Ом. Классические 36 Ом относятся к очень тонким проводникам!

После серии неудачных попыток использовать эту вертикальную антенну на 80 метрах, я заземлил башню и возбудил ее, используя шлейф гамма согласования. Отвод на высоте 8 м и последовательная емкость 500pF обеспечили КСВ = 1 на верхней частоте полосы, по уровню КСВ = 2 полоса частот была равна 175 кГц. Провод гамма согласования был удален от башни примерно на 1.5 м. Я использовал достаточно разветвленную систему противовесов. Эта система состоит приблизительно из 250 противовесов длиной от 18 до 75 метров. Мачта сейчас также поддерживает четырехстороннюю наклонную четвертьволновую решетку, описанную в главе, посвященной вертикальным антеннам.

На рис.9.76 показано основание вертикальной антенны и шкаф с последовательным конденсатором для гамма согласования на 160 метрах, а также гибридный ответвитель для четырехэлементной квадратной антенной решетки на 80 метрах. Информация о вертикальной антенне ON4UN была получена при содействии ON6WU и его профессионального высшего качества оборудования (анализатор цепей HP).

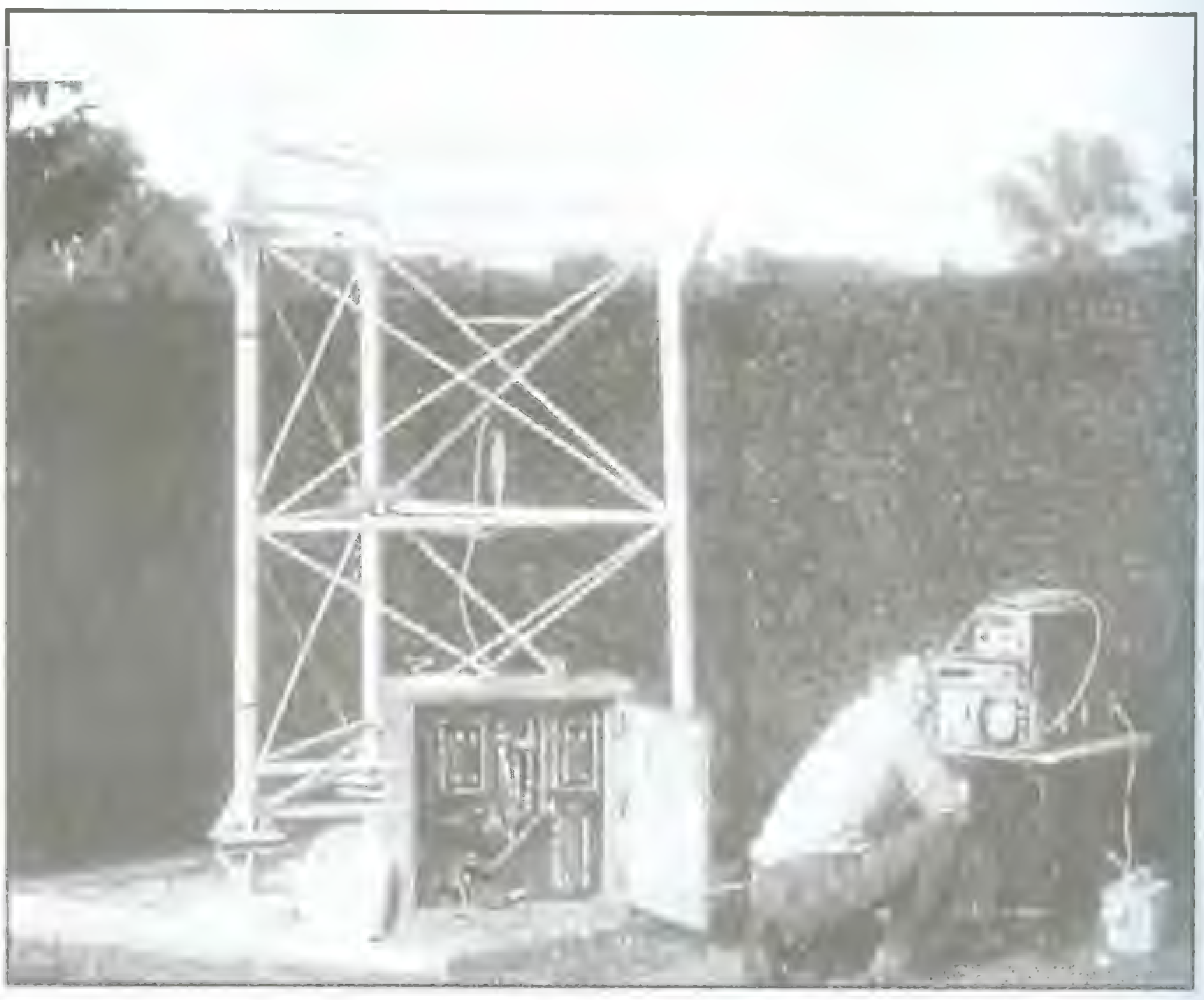


Рис.9.76. **R. Vermet, ON6WU, на фоне его профессионального измерительного оборудования для антенн, настраивающий новую вертикальную антенну ON4UN. Он использует высокочастотный анализатор цепей HP, который отображает диаграмму Смита. Хотя, для настройки вертикальной антенны не требуется такого сложного оборудования, наглядное изображение кривой сопротивления (проводимости) дает полезную информацию.**

6.7. Антенна Battle Creek Special.

Каждый, кто знаком с дальней связью на 160 метрах, слышал об антенне Battle Creek Special и об ее предшественнике Minooka Special. Эти антенны являются транспортабельными вертикальными антеннами для работы в длинноволновом диапазоне.

Minooka Special [761] была сконструирована B. Boothe, W9UCW, несколько лет тому назад для B. Walsh, WA8MOA, чтобы брать их в путешествия.

Первоначально антенны были сконструированы в виде дополнения к трехдиапазонной Яги, чтобы обеспечить хорошее перекрытие шести частотных полос для серьезных любителей дальней связи. Оригинальная Minooka Special имела частотный диапазон от 40 вплоть до 160 метров, используя при этом L – согласующие цепи и впечатляюще длинную нагрузочную катушку вблизи конца антенны на 160 метрах. W0CD создал очень прочную и легко транспортируемую версию Minooka Special, но вскоре определил, что длинная катушка просто плавится, если антенна работает при большом уровне мощности более нескольких секунд. Ничего удивительного! Катушка была длиной более чем 100 см при диаметре всего 27 мм. Michaels, W7XR, позже вычислил добротность катушки, оказавшейся равной 20! Это эквивалентно сопротивлению потерь 100 Ом!

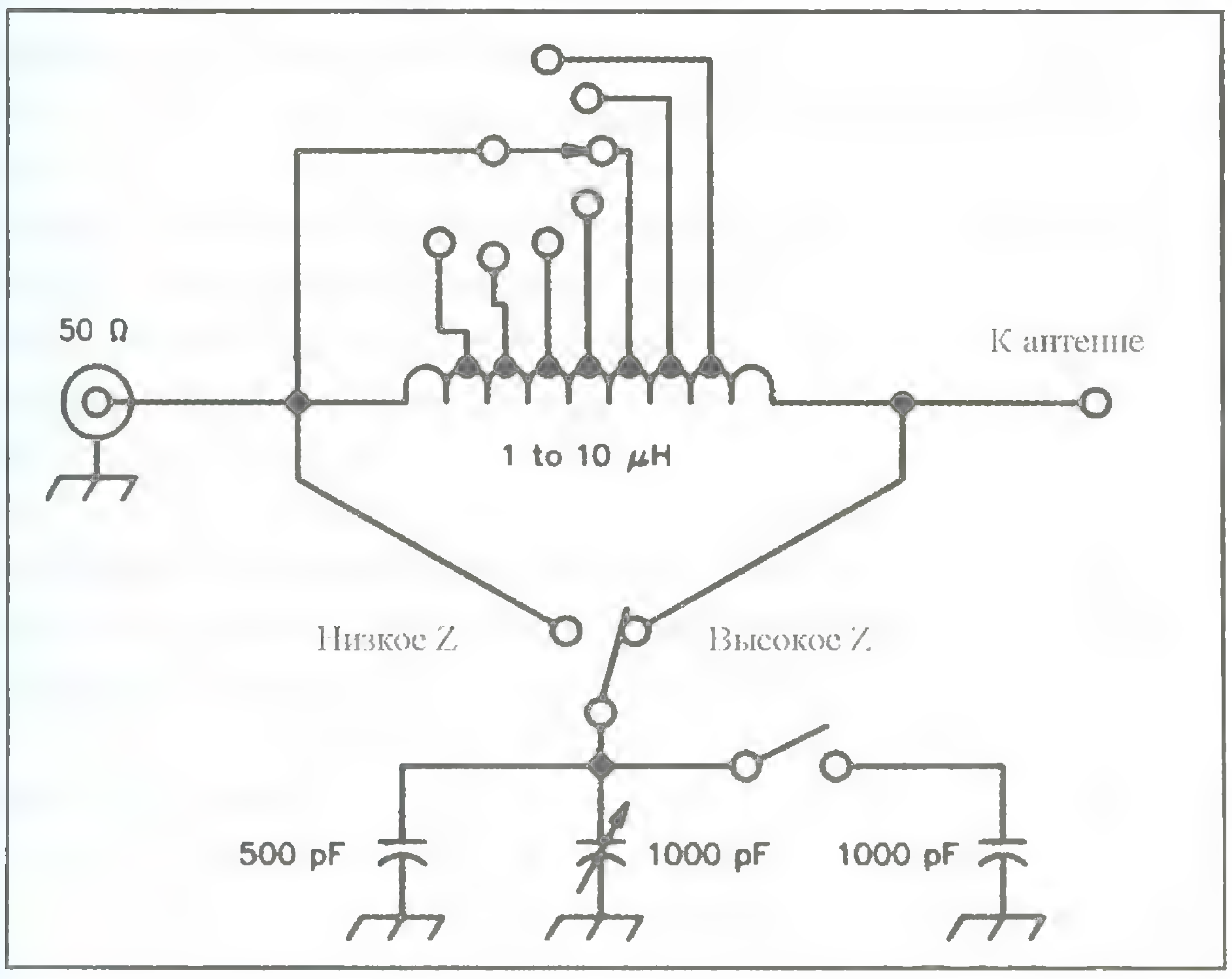


Рис.9.77. L – цепь, использованная в инвертированных L антеннах и в других нагруженных 160 метровых вертикальных антеннах. При показанных на рисунке значениях элементов могут быть легко согласованы сопротивления в диапазоне от 20 – j100 до 100 +j100 Ом на 160 метрах.

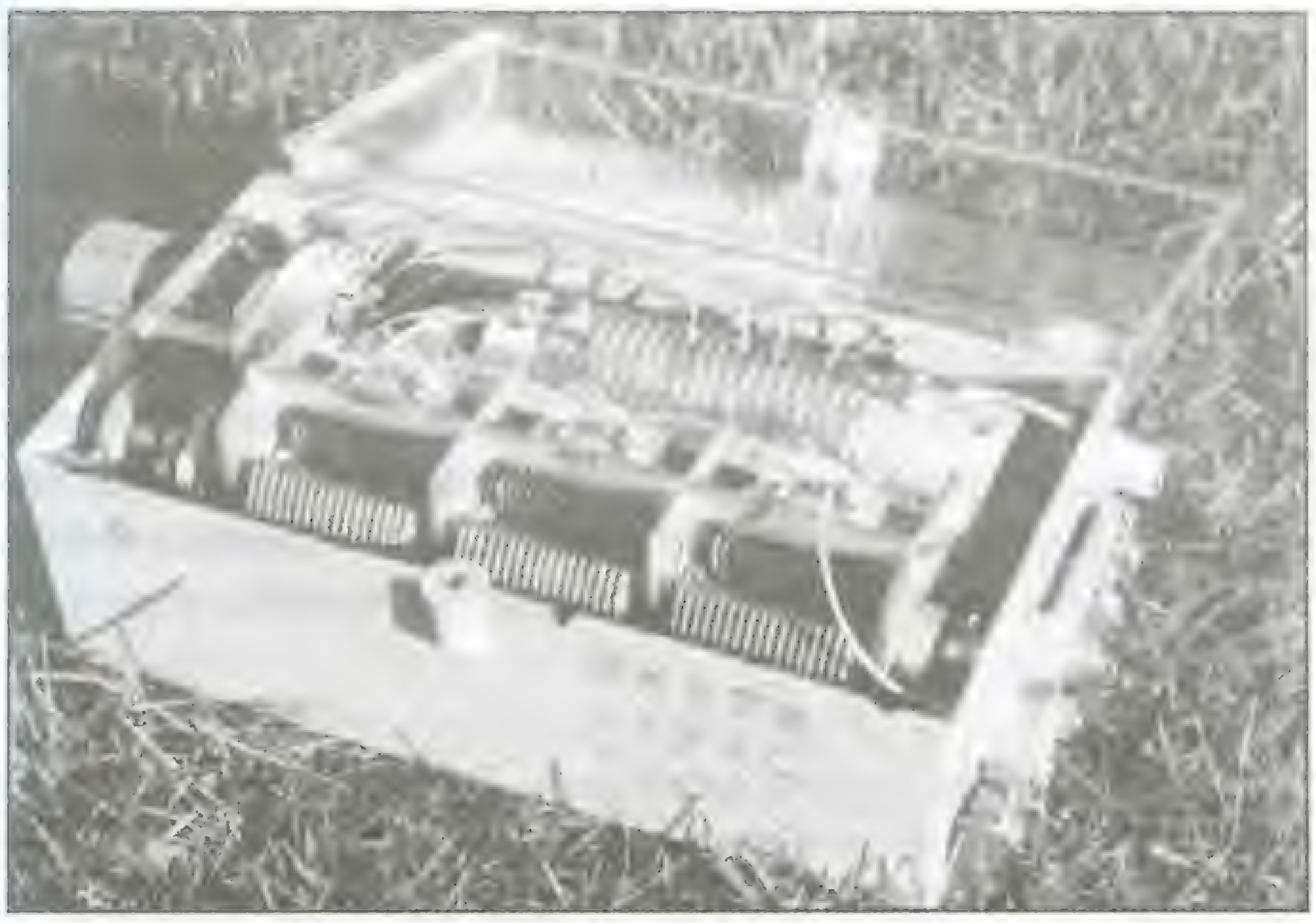


Рис.9.78. L – цепь, показанная на Рис.9.77, выполнена в небольшой пластмассовой коробке. Это устройство было сделано ON7TK и использовано в нескольких соревнованиях по дальней связи (A61, 9K2, FO0C).

W0CD усовершенствовал антенну, как механически, так и электрически. Вместо разработки лучшей катушки, он просто обошел эту деликатную тему, заменив нагрузочную катушку нагрузочным проводом. Его конструкция использует два наклонных провода, один для 80 метров и другой для 160 метров, которые теперь действительно образуют инвертированное L, но при этом ничто не помешает вам использовать T – нагрузку, как описано в разделе 3.6.5.

Новая конструкция, названная Battle Creek Special, работает при 1.5 кВт высокочастотной мощности на SSB или

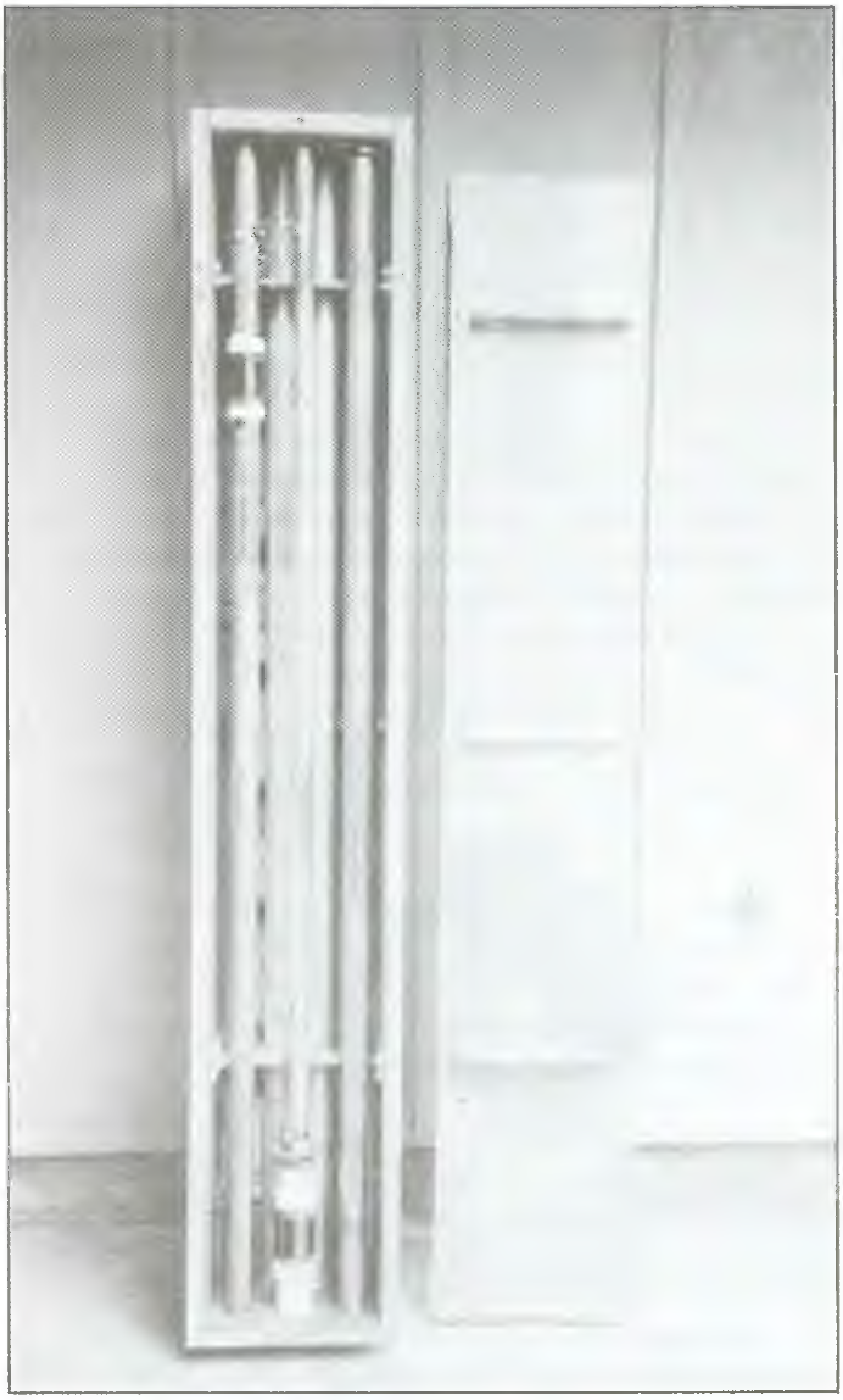


Рис.9.79. Деревянный ящик с антенной Battle Creek Special, трех полосная вертикальная антенна (40, 80 и 160 метров). Деревянный ящик специально сделан для сохранности при транспортировке антенны в отдаленные районы мира. В нем содержатся все части антенны и принадлежности к ней, такие как веревочные растяжки, якоря, шарнирное основание, проволочные противовесы и т.д.

CW без каких либо проблем в течение нескольких минут. Входная мощность не должна быть выше 600 Вт при непрерывной работе в цифровом режиме. На 80 метрах трап изолирует нагрузочные провода для 80 и 160 метров. Battle Creek Special была представлена 3Y5X любителям дальней связи, как лучшая коммерчески доступная вертикальная антенна, такая как Butternut с опцией 160 метров при помощи двух жестких S секций.

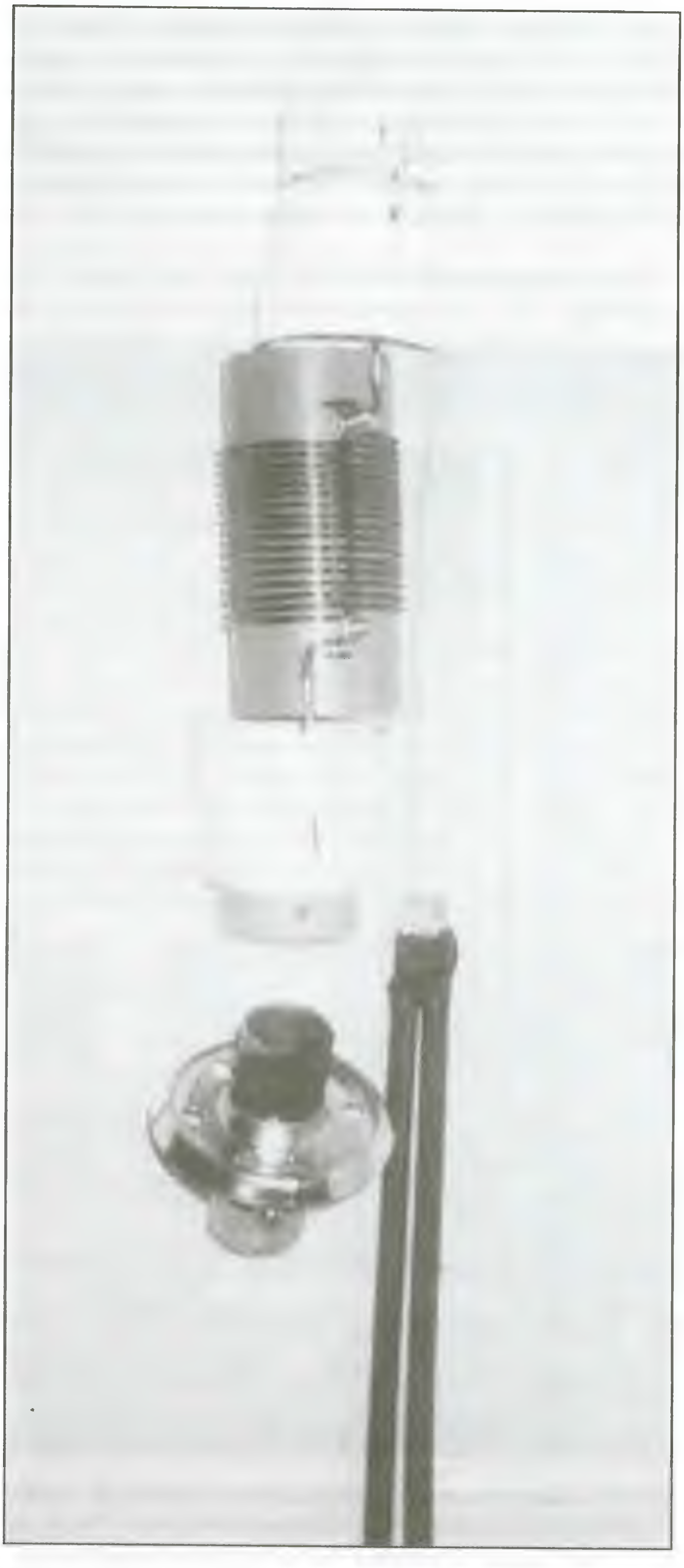


Рис.9.80. Новый 80 метровый трап для Battle Creek Special. Первоначальные коаксиальные трапы были заменены последовательными LC трапами. Конденсаторы были выполнены из коротких отрезков коаксиальных кабелей. Детали описаны в тексте.

Секция ниже 40 метрового трапа имеет длину 9.75 м, что образует полноразмерную четвертьволновую антенну в этой полосе. Полоса частот по уровню КСВ менее 2 лежит между 7 и 7.3 МГц.

На 80 метрах 15 м трубы ниже 80 метрового трапа вместе с нагрузочным проводом образуют инвертированное L. Антенна перекрывает частоты от 3.5 до 3.6 МГц при КСВ менее 2. На частоте 3.8 МГц антенна «слишком длинная», но простой последовательный конденсатор емкостью от 200 до 250 pF уменьшает КСВ до очень приемлемого уровня (обычно 1.3). На 160 метрах вся вертикальная часть антенны плюс нагрузочный провод образуют L антенну длиной ¼λ. Типичное значение КСВ равное 2 в полосе частот 20 кГц указывает на входное сопротивление приблизительно равное 25 Ом (в большой степени зависит от качества системы противовесов).

Есть несколько путей получения хорошего согласования линии передачи. W0CD использовал трансформатор с отношением сопротивлений 2:1 (см. также главу 6 о линиях передачи и согласовании), который включался в цепь на 160 метрах и отключался на 40 и 80 метрах.

Использовался широкополосный тороидальный трансформатор на несимметричных линиях передачи [1521], [1522]. Фактически W0CD сделал ССУ 9:4 (2.25:1), затем удалил последние витки, чтобы получить отношение точно 2:1.

Другая альтернатива заключается в использовании L – цепей. Простая перестраиваемая L – цепь, которая была специально сконструирована для согласования «коротких» 160 метровых нагруженных вертикальных антенн, показана на рис.9.77 и 9.78. L – цепь была сделана ON7TK и распространена по всему миру несколькими любителями дальней связи (A61, 9K2, FO0C и т.д.).

В Battle Creek Special используются высокопрочные алюминиевые трубы из сплава 6061-T6 с диаметрами от 2-х до 1-го дюйма (от 5-ти до 2.5 см.).

В качестве растяжек используются веревки с двойным плетением из 2.4 мм лавсана с прочностью на разрыв 118 кг. Максимально допустимая скорость ветра при правильном закреплении растяжек равна 160 узлов/час (82 м/с).

Первоначально использовался коаксиальный трап (см. раздел 6.5.1.), выполненный из кабеля RG-58 он становился очень горячим при работе с мощностью выше 800 Вт. Вместо замены этого кабеля тефлоновым, конструкторы решили включить последовательный L/C трап с индуктивностью, выполненной из провода диаметром 2.6 мм (или 3.2 мм) и конденсатором, выполненным из отрезка кабеля RG-213 некоторой длины, имеющего погонную емкость 100 pF/м.

Коаксиальный кабель помещен внутри алюминиевой секции мачты. Разомкнутый коаксиальный шлейф длиной приблизительно 90 см (90 pF) используется для 40 метрового трапа и два параллельно соединенных отрезка кабеля длиной около 120 см каждый (240 pF) используются для 80 метрового трапа.

W0CD рекомендует использовать 30 противовесов, каждый длиной по крайней мере 20 м. Я считаю это минимальным количеством. Battle Creek Special не предназначена для продажи, но ее можно давать напрокат для использования в некоторых странах. Заинтересованные и опытные DXеры за подробностями могут обращаться к W8UVZ. Антенна с большим успехом использовалась в Bouvet на 80 и 160 метрах в 1989/90 и во время DXпедиций в ZS0Z, 7P8EN, 7P8BH, G4FAM/3DA, 3Y5X, 5X4F, ZS8IR, XR0Y, VP8SGP, YK0A, 8Q7AJ, VK0IR, ZS9Z, V51Z, P40GG, CY9AA, ZS6EX, ZS6NW, AH0/AC8W, AL7EL/KH9, XF4DX, AH1A, 3Y0PI, 9M0C, J37XT, K5VT/JT, VK9LX, ZK1XXP, 3B7RF и других местоположениях.

Полный комплект антенны запакован для сохранности при транспортировке в длинный деревянный ящик вместе с растяжками, основанием и противовесами для сохранности при транспортировке на соревнование. Упаковка весит 30 кг.

На рис.9.79 показан деревянный ящик, содержащий Battle Creek Special. На рис.9.80 показан коаксиальный трап. 40 метровый трап содержит 13 витков провода диаметром 2.6 мм на каркасе диаметром 4.8 см длиной 6.35 см. 40 метровый трап настроен на частоту 7050 кГц при помощи измерителя резонанса, начиная с отрезка кабеля RG-213 более длинного, чем расчетный, подключенного параллельно катушке, и подрезки экрана кабеля для изменения емкости и достижения резонанса с катушкой. 80 метровый трап имеет 17 витков провода диаметром 2.6 мм на каркасе диаметром 6 см, длиной 7.6 см. Этот трап настроен на частоту 3525 кГц, подрезкой экрана кабеля тем же самым образом.

6.7.1. ВС трап.

Jeff Brigs, K1ZM, выдающийся DXер и автор «DXing on the Edge» [511] разработал очень хорошую конструкцию трапов из коаксиального кабеля RG-213, привел детальное описание процесса изготовления трапа, его установки и настройки с ним проволочного варианта антенны Battle Creek Special. Этот трап он назвал ВС трап.

Поскольку Battle Creek Special не является коммерческим продуктом, ее популярность постоянно растет, а качество неоднократно подтверждалось, я включил в эту книгу детальное описание процесса изготовления ВС трапов, установки их в антенну и настройки (с разрешения Jeff Brigs, K1ZM). хотя я сделал одно изменение, это использование двух концевых нагрузочных проводов на 160 метрах, которые образуют Т-антенну, что незначительно отличается от приведенного выше описания L инвертированной антенны. Проволочный вариант приспособлен для использования в месте, где есть необходимая поддержка, например дерево.

ВС трап незначительно отличается от трапов Battle Creek Special, поскольку вертикальная часть незначительно длиннее (приблизительно 19 м), что позволяет не устанавливать дополнительный (короткий) нагрузочный провод ниже 80 метрового трапа. Эта большая длина (приблизительно на 4 м, чем Battle Creek Special) дает этой антенне лучшее качество на 160 метрах.

Даже если вы не имеете поддержки высотой 19 м, вы можете установить ВС трап в незначительно наклоненную антенну или, может быть, добавить короткий нагрузочный провод сразу ниже 80 метрового трапа, как показано на рис.9.81. Рекомендуется минимальная высота поддержки 15 м.

Перечень комплектующих для 80 метрового трапа.

- 18 футов (549 см) кабеля RG-213 50 Ом.
- Приблизительно 2 фута (60 см) тонкостенной трубки ПВХ диаметром 10 см.
- Четыре колпачка ПВХ диаметром 10 см.
- Четыре фута (120 см) многожильного медного провода диаметром 2 мм (#12 THHN).
- Четыре ролика изоленты ПВХ.
- Тюбик силиконового герметика.
- Четыре 6 мм крюка с проушиной, восемь 6 мм плоских шайб, четыре 6 мм гайки, четыре 6 мм контровочных шайбы.
- Небольшая банка клея для труб из ПВХ.

Монтаж трапа.

- Подготовьте два отрезка кабеля RG-213 следующим образом: отрежьте две длины, одну 335 см, другую 192 см, отделите оплетку от диэлектрика, чтобы получилась «косичка» длиной 7 см на каждом из четырех концов коаксиального кабеля. Отрезок 335 см будет использован для 80 метрового трапа, а отрезок 192 см будет использован для 40 метрового трапа.
- Временно разместите ПВХ колпачок на одном конце трубки ПВХ.
- Измерьте длину трубки ПВХ требуемую для временной намотки 11 футов (335 см) RG-213 вокруг трубки ПВХ. Для того, чтобы намотать минимальное количество ПВХ начните намотку на расстоянии ½ дюйма (13 мм) ниже той точки, где заканчивается ПВХ колпачок.
- RG-213 должен быть тщательно намотан виток к витку. Возможно, для этого временно потребуется прикрепить первые два витка к ПВХ.
- Когда все витки были сделаны, оцените дополнительную длину ПВХ, которая потребуется для установки нижнего колпачка ПВХ. Теперь снимите RG-213 и отрежьте трубку ПВХ до необходимой длины.
- Не снимая колпачок с одного конца, просверлите ПВХ в точке, в которой вы начали намотку катушки. Это отверстие должно быть достаточно большим для того, чтобы обеспечить скользящую посадку для RG-213, который пройдет через него позже.

- После того, как получено отверстие необходимого размера, протяните «косичку» в ПВХ (от наружной стороны катушки) таким образом, чтобы все 2.75 дюймов (7см) «косички» и ¾ дюйма (2см) внешней оболочки уместились внутри трубки ПВХ.

- Теперь намотайте катушку как можно плотнее и используйте изоленту для закрепления витков, если потребуется. В этом деле потребуется сноровка.

- Когда вы приблизитесь к нижнему концу катушки, вам будет необходимо определить место, в котором вы просверлите нижнее отверстие в трубке ПВХ для коаксиального кабеля.

- Убедитесь в том, что нижний конец коаксиального кабеля, продеваемый в отверстие такой длины, что обе «косички» соединятся внутри катушки! Это необходимо для того, чтобы создать внутренние соединения внутри трубки ПВХ. Если нижней «косичке» не хватает длины, отделите еще чуть-чуть оплетки от PE изоляции.

- Если вы уверены в том, что все оценили правильно, просверлите нижнее отверстие, вставьте нижний конец кабеля, убедитесь, что концы косичек легко соединяются друг с другом. Теперь закрепите нижние витки для того, чтобы они не сдвигались с места, когда вы будете присоединять трап.

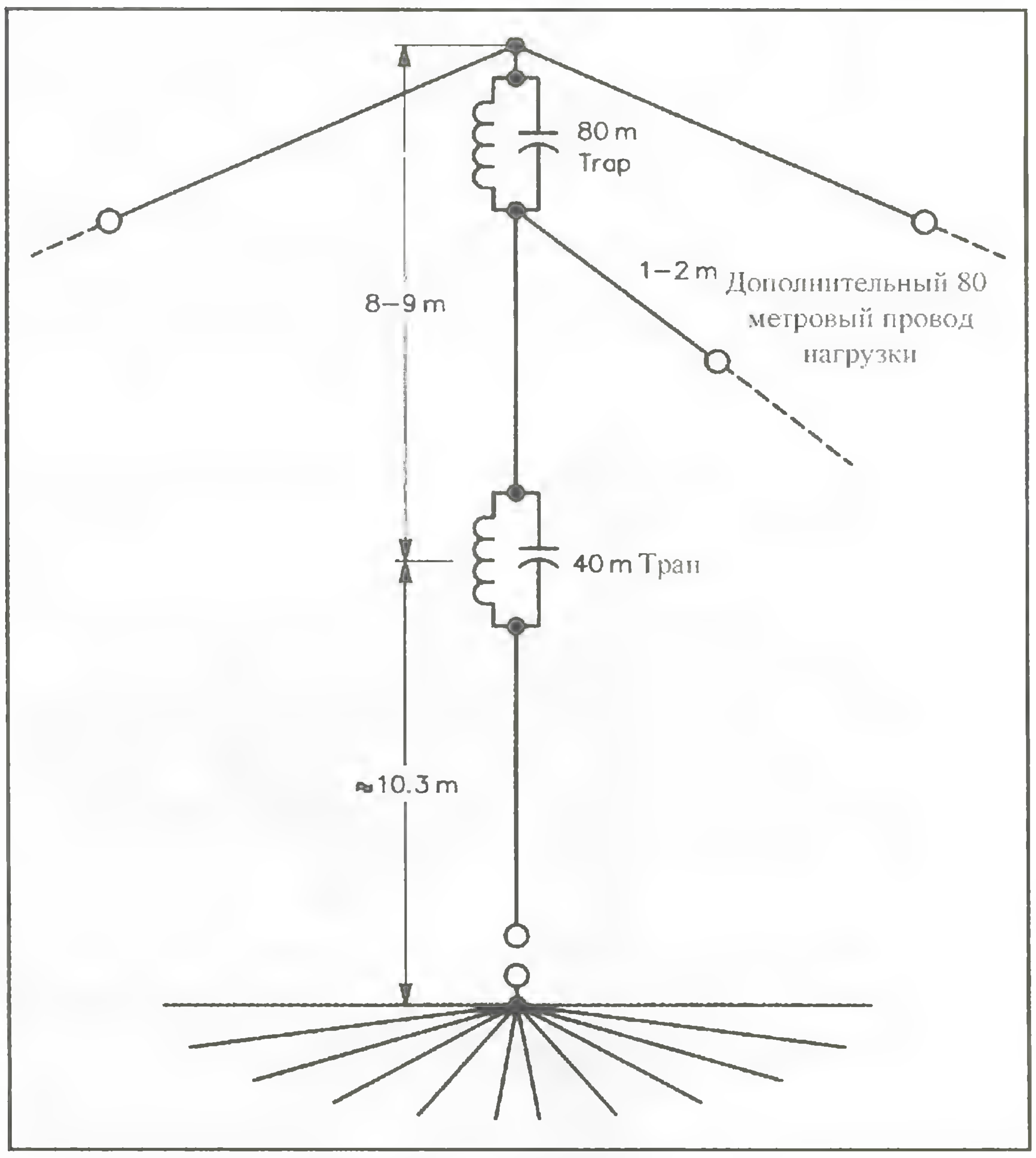


Рис.9.81. Эта версия проволочной Battle Creek Special длиной примерно 18 - 19 м. Если резонанс не достигается (поддержка недостаточно высокая), добавьте нагрузочный провод для 80 метров, как показано на рисунке. Обычная его длина от 1 до 2-х м. Этот нагрузочный провод должен быть под прямым углом к нагрузочным проводам на 160 метрах. Угол наклона нагрузочных T проводов для 160 метров оказывает сильное влияние на резонанс антенны. Вы можете использовать это свойство для точной настройки антенны.

Присоединение.

- Для того, чтобы создать коаксиальный конденсатор внутри катушки соедините оплетку от одной косички с центральным проводником другой косички. Не соединяйте оплетку с оплеткой или один центральный проводник с другим центральным проводником!

- Сначала, это соединение не следует спаивать, чтобы можно было сделать проверку гетеродинным измерителем резонанса резонансной частоты трапа. Я обнаружил, что эти размеры обычно находятся в резонансе где-то в районе между 3.49 или 3.525 МГц.

- Если резонансная частота значительно ниже, кабель можно укоротить и просверлить новое отверстие для нижней косички катушки. Если резонансная частота выше, считайте, что вам не повезло.

- Когда резонансная частота трапа вас устраивает, крепко скрутите эти провода и спаяйте их! Постарайтесь обеспечить как можно более сильное натяжение между косичками. Другими словами, не допускайте появления слабины внутри трубки ПВХ. Если вы все правильно сделаете, внутри ПВХ будет некоторое напряжение, которое создаст плотное сжатие внешних витков катушки.

- В результате этого остаются два конца косичек - одна оплетка и один центральный проводник. Один должен быть расположен в направлении одного конца ПВХ, а второй - в направлении другого.

- Теперь припаяйте 12 дюймовую (30 см) часть 2 миллиметровой THHN жилы к каждому из этих проводников (оплетки и центрального проводника). Крепко скрутите эти провода и запаяйте их так, что к ним уже не будет доступа после того, как вы закроете трубку ПВХ - в них будет напряжение 1.5 кВ!

- Тщательно запечатайте отверстия в тех местах, где коаксиальный кабель попадает в трубку ПВХ изнутри силиконовым клеем GE. Также неплохо покрыть клеем запаянные соединения внутри ПВХ так, чтобы они не болтались внутри, хотя, при хорошем натяжении этого не произойдет.

Подготовка колпачков.

- Просверлите в центре каждого из колпачков отверстие такого диаметра, чтобы через него могли пройти ¼ дюймовые (6 миллиметровые) крючки с ушками. Прикрепите крючки с ушками к колпачкам, используя одну плоскую шайбу внутри колпачка и одну снаружи. Закрепите крючок, использовав ¼ дюймовую (6мм) шайбу внутри катушки. Закрепите это все внутри и примените контровочную шайбу, если не уверены! Эти крючки будут удерживать вес трапа и провода, то есть их необходимо тщательно зафиксировать внутри трубки ПВХ. Позже к ним не будет доступа!

- Теперь просверлите отверстие где-нибудь в ПВХ колпачке достаточно большое для протаскивания провода диаметром 2 мм.

- Когда оба ПВХ колпачки таким образом подготовлены, наступило время приклеить их к ПВХ трубке. Здесь требуется некоторая сноровка, так как вы должны, во-первых, пропустить конец провода диаметром 2 мм через отверстие в колпачке, нанести клей на внутреннюю поверхность колпачка и надеть его как можно лучше на ПВХ трубку – все это одновременно.

- Поскольку ПВХ клей сохнет несколько секунд, это требует все выполнять быстро. Наденьте ПВХ колпачок на трубку, насколько он войдет, натяните провод #12 THHN достаточно сильно, до того, как это сделаете.

Вы должны закончить, если снаружи катушки находится приблизительно 10 см THHN провода.

Окончание изготовления трапа.

- Вы должны достичь плотного прилегания коаксиального кабеля к ПВХ трубке, а GE герметик должен защитить катушку от воды. Однако, чтобы быть в этом дважды уверенным, я обматывал внешнюю поверхность катушки изолентой, делая ее водонепроницаемой. Обычно я тратил 1-2 ролика изоленты на трап, чтобы прочно закрепить витки катушки и защитить конструкцию от затекания воды.

- Я также щедро герметизировал колпачки вокруг плоских шайб крючков с проушинами и вокруг самих крючков, где они выходят из колпачков. Также я щедро герметизировал точки, где провод диаметром 2 мм выходит их ПВХ трубки через колпачки. Делал это несколько раз с интервалом приблизительно 6 часов, позволяя силиконовому герметику затвердеть между каждым покрытием.

40 метровый трап.

Подобным же способом должен быть изготовлен 40 метровый трап, при этом используется отрезок кабеля RG-213 длиной 192 см. Эта длина должна обеспечить резонанс 40 метрового трапа вблизи частоты 7.0 МГц. Если необходимо, подрезают окончательную длину при помощи гетеродинного измерителя резонанса.

Изготовление ВС-трапов.

- Очень важно использовать наиболее толстые провода для секции «заземления 40 метрового трапа», так как по ней протекает наибольший ток. Для оставшейся части антенны могут быть использованы меньшие диаметры проводов такие как 1.3-1.6 мм (проблема здесь скорее в механической прочности, чем в способности пропускать ток). Длины трех необходимых многожильных (THHN) проводов следующие:

1. Расстояние от земли до 40-метрового трапа: 10.3м. Сначала отрежьте 12м!
2. От 40-метрового до 80-метрового: 8-9 метров. Отрежьте сначала 9.5м!
3. От 80-метрового трапа до конечного изолятора: два отрезка длиной приблизительно 11м. Сначала отрежьте 13м!

- Разные отрезки провода должны быть связаны вместе и завязаны вокруг ¼ дюймовых (6мм) крючков с ушками на концах трапов. Оставьте достаточную длину проволоки на этих концах, чтобы их можно было соединить с косичками, выходящими из ПВХ колпачков. Первоначально не запаивайте эти соединения, просто хорошо их скрутите!

- Установите ВС трап (например, на дереве) и убедитесь в том, что концы Т – проводов (160- метровых проводов нагрузки) находятся хотя бы приблизительно в конечном положении, когда вы проводите настройку, тестирование и подрезание. Если вы сейчас позволите им болтаться, позже вы пожалеете об этом, так как при конечной настройке 160 метровой части Т – проводов выявятся большие различия.

- Начните с 40 метров и подрежьте отрезок длиной 10.3м до конечной длины на частоте 7.0 МГц, как показывает минимальное значение КСВ. Для этого можно использовать один из популярных антенных анализаторов, но вы также можете это сделать с помощью вашего передатчика и моста для измерения КСВ

- Затем перейдите к 80 метровому отрезку. Если поддержка достаточно высока, постарайтесь настроить антенну до резонанса, не используя провода нагрузки. Подрежьте 9.5 метровый провод до резонанса на частоте 3.500 МГц. Настройка длины этого провода не должна влиять на резонансную частоту на 40 метрах, если 40 – метровый трап работает без сбоев. Если длины поддержки недостаточно для получения резонанса на 3.5 МГц, прибавьте короткий провод (1-2м) к концу поддержки, прямо под 80 метровым трапом. Наклоните этот провод к земле под углом приблизительно 45° в направлении, противоположном 160 метровому проводу нагрузки.

- Теперь перейдите к 160 метрам и подрежьте Т– провода (как можно симметричнее) для достижения резонанса на частоте 1.830 МГц (или той рабочей частоте, которую вы предпочитаете). Подрезка этих проводов не должна влиять на резонансную частоту на 40 и 80 метрах если оба трапа работают правильно.

- Теперь вернитесь назад и еще раз проверьте 40, 80 и 160. Когда вы будете делать это, убедитесь в том, что Т – провода нагрузки находятся в конечном положении.

- Когда вы будете довольны результатом, запаяйте все соединения и замотайте их изолентой.

Система противовесов.

Рекомендуется применение как минимум тридцати двадцатиметровых (или длиннее) противовесов на земле или в земле (хотя, чем больше – тем лучше). На самом деле, здесь необходимо использовать правило N7CL (см. раздел

2.1.4.). Это значит, что с противовесами длиной 20м, учитывая как 80 так и 160 метров, усиление будет на 0.5 dB больше с 52 противовесами, чес с их половиной. Строго говоря, 30 – это минимум.

Вы также можете использовать систему приподнятых противовесов с одним противовесом на каждый диапазон для сбора возвратных токов. Не используйте только один или два противовеса над «любой» землей, так как вы можете поплатиться потерей 5 или 6 dB сигнала. Небольшое количество приподнятых противовесов можно использовать только над соленой водой или над большим экраном (см. раздел 2.2). Если вы используете такой экран от земли (в виде противовесов), не соединяйте эти противовесы или цепи с антенной или с линией передачи антенны (см. раздел 2.2.12 и 2.2.13).

Использование двух или нескольких приподнятых противовесов (на каждый диапазон) существенно облегчает переход от CW к SSB.

Тем не менее, эта система усложняет процедуру настройки вертикального элемента , так как резонансная частота каждого диапазона сейчас определяется не только длиной вертикальной антенны, но также и длиной противовесов (хотя не обязательно, чтобы длина вертикального излучателя была равна точно ¼ λ, а для облегчения согласования в резонансе должны находится излучатель и система противовесов вместе). Таким образом, даже когда система приподнятых противовесов тщательно продумана, сначала настройте антенну над землей (которая не в резонансе!) используя как минимум несколько противовесов или мелкую проволочную сетку.

Значения КСВ.

Похоже на то, что на 40 и 80 метрах сопротивление антенны будет приблизительно равно 50Ом в зависимости от эквивалентного сопротивления потерь в заземляющей системе. На 160 метрах минимальное значение КСВ скорее всего будет между 1.5 и 2 в зависимости от потерь в земле. В этом случае для получения более низких значений КСВ необходимо использовать трансформатор [1522].

Антенна с ВС трапом, как было описано, в резонансе на CW части 40 и 80 метров. Самым легким способом настроить антенну до телефонного участка диапазона является последовательное присоединение конденсатора между основанием антенны и линией передачи на SSB. Так как антенна, настроенная на нижний конец диапазона, будет слишком длинной, что означает, что она будет показывать индуктивно-реактивный компонент в сопротивлении, это индуктивное сопротивление может быть исключено последовательным присоединением конденсатора с такой же реактивностью (противоположного знака).

В таблице 9.6 показаны значения для перехода от CW к SSB. Конденсаторы должны быть проходного типа (керамические конденсаторы для большого тока и напряжения). С антенной, настроенной до 7МГц невозможно добиться идеального согласования на 7.2 МГц только с помощью последовательного конденсатора. Но получение КСВ лучше, чем 1.4 должно быть возможно всегда, пока не будет достигнуто значение частоты 7.1 МГц путем установки последовательного конденсатора со значением приблизительно 250-300 pF.

Таблица 9.6
КСВ и значения емкости для приведения ВС трапа к резонансу на телефонном участке.

Частота	КСВ без включения конденсатора	Значение емкости	КСВ при последовательном включении конденсатора
3.5 МГц	1.2	Нет	1.2
3.6 МГц	11	300 pF	1.0
3.7 МГц	32	140 pF	1.3
3.8 МГц	61	100 pF	1.6
7.0 МГц	1.1	нет pF	1.1
7.080 МГц	2.2	300 pF	1.2

На 80 метрах минимальное значение КСВ, приблизительно равное 1.6 должно быть получено на 3.8 МГц путем использование последовательного конденсатора на 100 pF. Осторожно – напряжение в этом конденсаторе высокое! Для того, чтобы охватить оба диапазона и все частоты, кто-то может использовать вакуумную переменную емеость от 0 до500 pF или от 0 до 1000 pF (5 kV min.), которая может быть настроена по минимальному значению КСВ в любой точке диапазона (как на 40, так и на 80/75 метрах). На CW конце этот конденсатор должен быть коротко замкнутым.

Заметим, что для Battle Creek Special, в которой использована система трубок для вертикального проводника (нижнее Q), значение конденсатора, необходимое для исключения индуктивного сопротивления на 3.8 МГц , будет больше (обычно 200 pF).

Некоторые могут просто использовать механизм настройки антенны, но в таком случае в линии передачи будет высокое значение КСВ. Несмотря на то, что RG – 58 может быть использован на 160 метрах с 1500 W (прерывистый режим) это верно лишь для линии с низким значением КСВ. Это мнение может быть важным для тех, кто

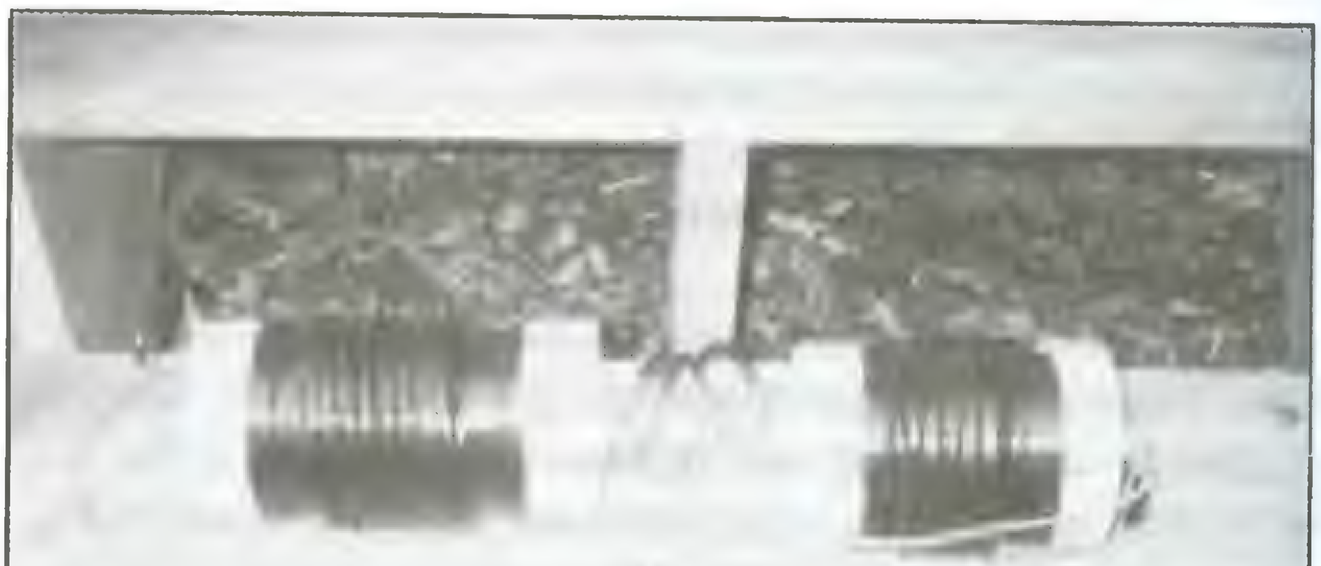


Рис.9.82. Антенна с ВС трапом, сделанная K1ZM, готова к подъему. В 40 и 80 метровых трапах использован коаксиальный кабель RG-213, который без проблем выдержит пару kW.

хочет использовать такие антенны в DXпедициях (использование RG-58 продиктовано ограничениями веса).

Если вы используете два приподнятых противовеса (на каждый диапазон), переход от CW к SSB становится очень простым: просто укоротите противовесы на равную длину с обеих сторон. Это отлично изменит резонансную частоту антенны. В современной ситуации (например, в DXпедиции) это может быть сделано путем соединения или разъединения внешних концов противовесов с использованием зажимов типа «крокодил». Так как эти точки находятся под высоким напряжением, то способность зажимов пропускать ток не имеет значения.

Использование коаксиального кабеля из тефлона меньшего размера.

Метод, описанный выше, конечно же может быть использован для создания антенны с применением коаксиального кабеля с изоляцией из тефлона RG-141 или RG – 142 (диаметром около 5мм). Емкость на единицу длины этого кабеля на 5% меньше, чем для RG – 213, что означает, что для одной и той же резонансной частоты потребуется не намного больше индуктивности (длины кабеля). Мощность такого трапа будет такой же, как для трапа, сделанного из RG-213, но вес будет значительно меньше. Чтобы обезопасить себя и предотвратить пластическую деформацию центрального проводника, лучше всего сделать диаметр трапа не меньше 7.5 см.

В более качественном RG-400 (M17/128-RG-400) центральный проводник состоит из 19 медных жил, покрытых серебром, в отличие от RG-141 и RG-142, в которых используется покрытая серебром омедненная сталь. Это делает RG-400 более эластичным и пригодным для создания трапа с намного меньшим диаметром (например, 5см).

Предостережение.

Для таких проволочных антенн, как антенны с ВС трапом, в качестве поддержки часто используются деревья. Вы должны знать, что внешние концы любой антенны находятся под высоким напряжением. Оголенные проводники при соприкосновении могут поджечь листья или ветки дерева. Неплохо использовать провода, покрытые тефлоном, когда существует возможность соприкосновения листьев и веток с проводом. Такое покрытие должно обеспечивать дополнительную защиту.

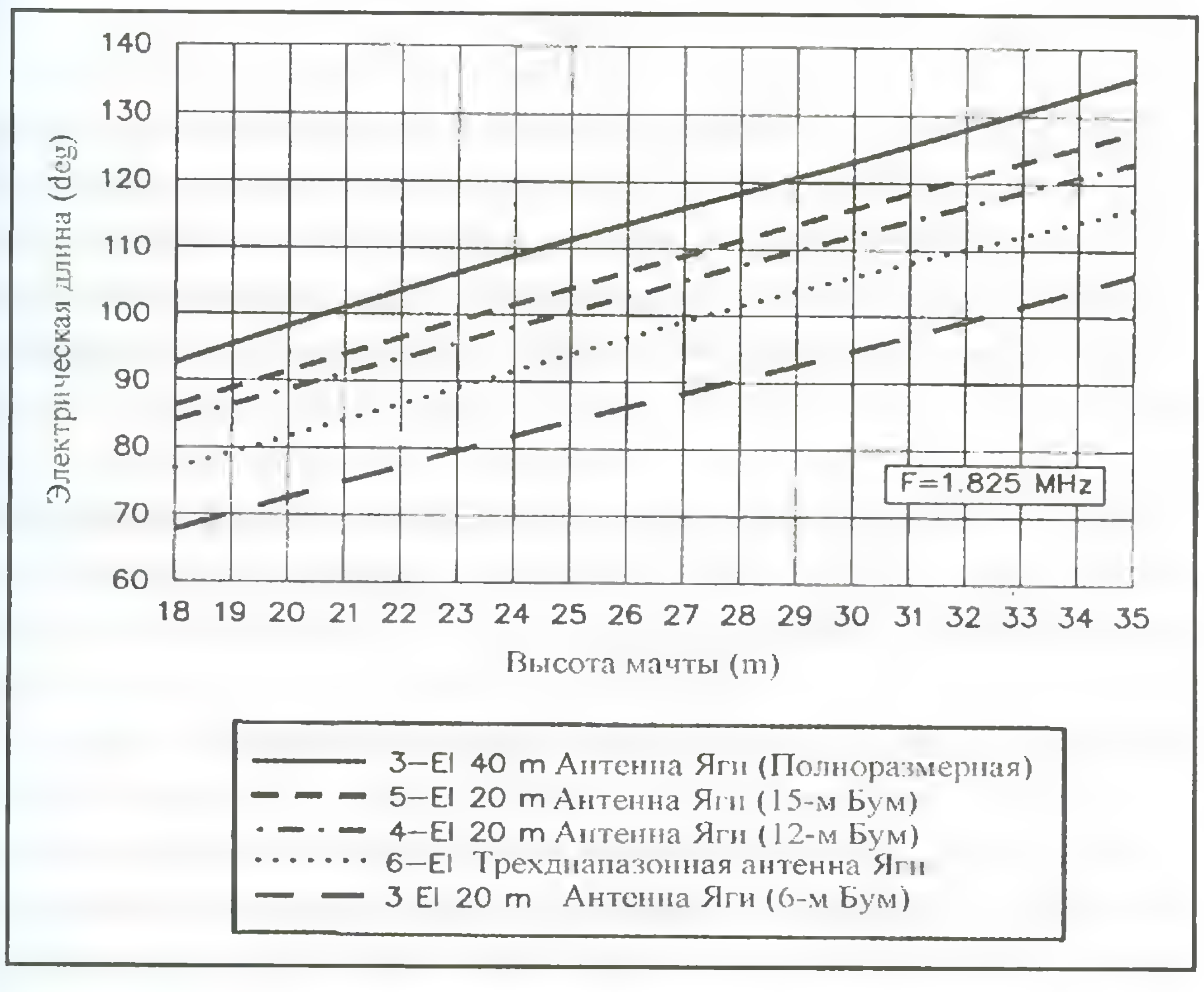


Рис.9.83. Электрическая длина мачты, нагруженной антенной Яги. Диаграмма верна для 160 метров (1.825 МГц) и диаметра мачты 30 см. Для большего диаметра мачты электрическая длина будет короче (4-7° для мачты 60 см в диаметре).

6.8. Использование излучающей мачты в качестве вертикальной антенны для длинноволнового диапазона.

Из мачт, поддерживающих ВЧ антенны можно сделать очень хорошую нагруженную вертикальную антенну для 160 метров. Значение электрической длины 24-метровой мачты, поддерживающей трех- или одно диапазонную директорную антенну или несколько антенн на 160 метрах будет находиться в районе 90° -160°. Такая длина очень удобна для работы на 160 метрах под малым углом.

6.8.1. Электрическая длина нагруженной мачты.

Рис.9.83 можно использовать для определения электрической длины вышки, нагруженной антенной Яги. График отражает ситуацию для мачты, эффективный диаметр которой 30 см, нагруженной пятью разными антеннами Яги – от трехэлементной двадцатиметровой Яги до трехэлементной сорокаметровой полноразмерной Яги. Значения приведены для Яги, чьи элементы электрически соединены с траверсой, КТ-34 дает небольшую емкостную нагрузку, так как все элементы изолированы от бума.

24 – метровая мачта, нагруженная пятиэлементным двадцатиметровым Яги будет иметь электрическую длину, равную 103° на частоте 1.825 МГц. Влияние концевой емкостной нагрузки в большой степени зависит от диаметра мачты под «шляпой». «Шляпа» (Яги) будет оказывать большее влияние на тонкие мачты, чем на мачты с большим диаметром. Если увеличить диаметр мачты до 60 см, электрическая длина сократится до 4°-7° (4° для мачты, нагруженной трехэлементной двадцатиметровой Яги, 7° - для мачты, нагруженной трехэлементной сорокаметровой полноразмерной Яги).

W.J. Schults, K3OQF, опубликовал математическую производную вертикальной антенны шунтового питания, нагруженной на конце [7995]. Нет никаких данных или формул с помощью которых можно было бы рассчитать электрическую длину мачты, нагруженной несколькими антеннами Яги. Чтобы вычислить ее лучше всего прикрепить падающий провод к самой вершине мачты и определить резонанс всей конструкции, как показано на рис.9.84.

Если ваша мачта, нагруженная на конце Яги, все еще слегка коротковата, вы можете добавить к вершине несколько дополнительных проводов, наклоненных к земле, для увеличения концевой нагрузки (возможно использование части натяжных проводов с верхнего яруса).

6.8.2. Измерение электрической длины.

Второй, хорошо применимый на практике метод определения резонансной длины мачтовой системы описал

DeMaw, W1FB, [774]. Провод шунтового питания спадает от вершины мачты до уровня земли. Все что вам остается сделать – это превратить заземленную вертикальную антенну с одиночным проводником в вертикальную антенну с петлевым элементом, где можно легко производить замеры в падающем проводе. Прикрепите маленькую петлю из двух витков между концом провода и землей и соедините эту петлю с гетеродинным измерителем резонанса (рис.9.84).

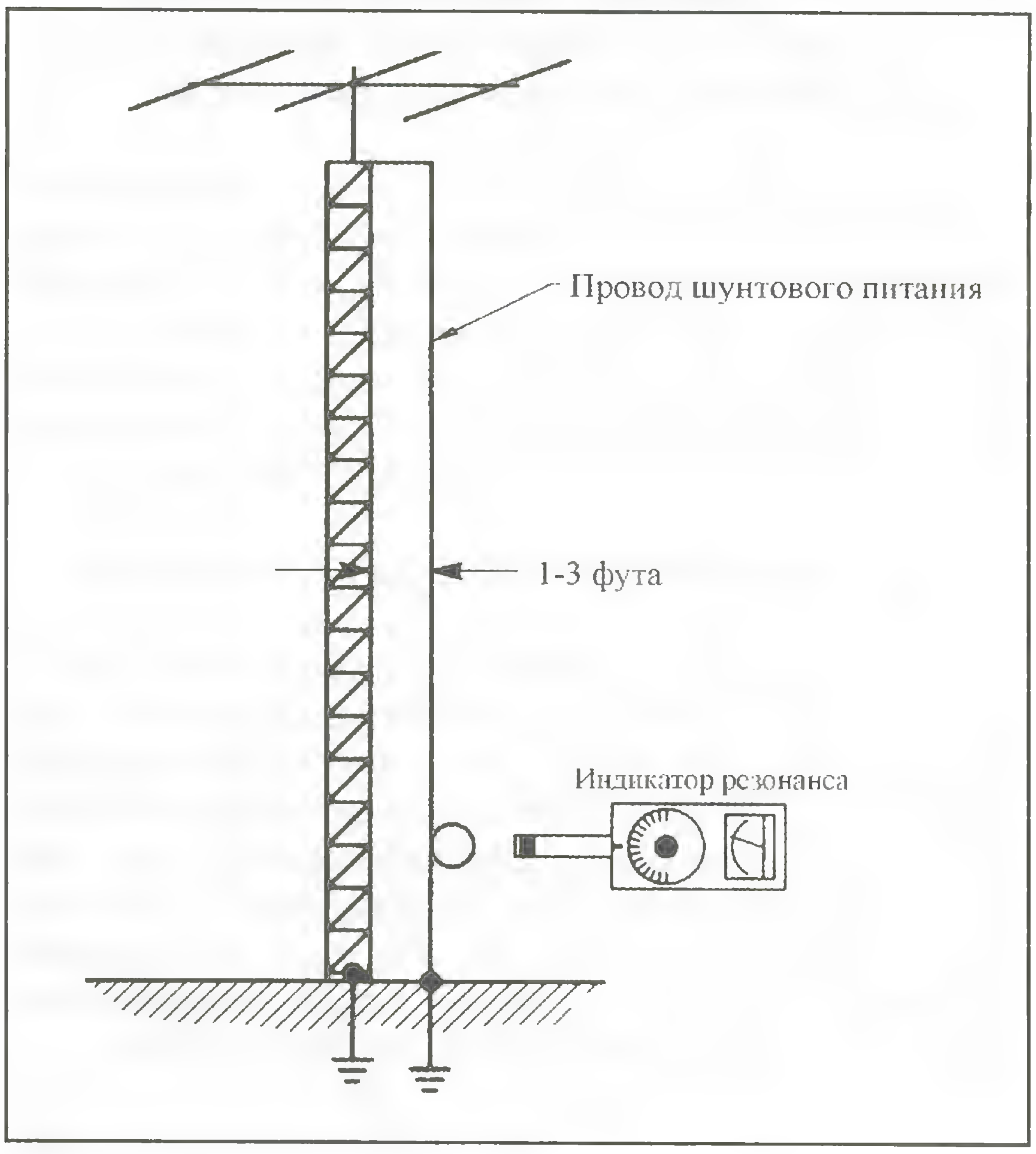


Рис.9.84. Метод «определения резонанса» мачты с помощью провода шунтового питания, присоединенного к вершине.

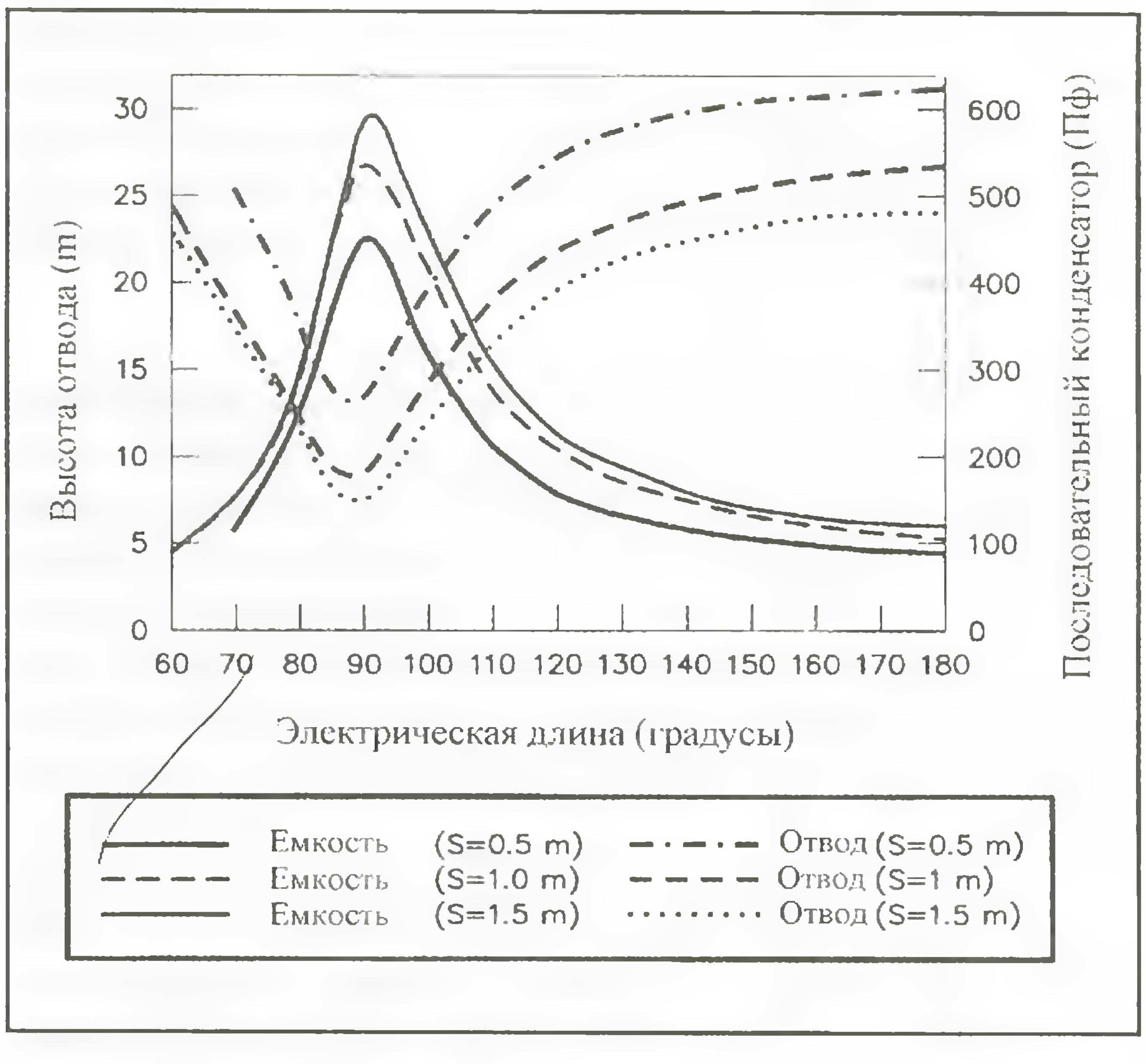


Рис.9.85. Высота отвода и значения последовательного гамма конденсатора для мачты шунтового питания на частоте 1.835 МГц. Диаметр мачты 250 мм, а диаметр гамма провода – 10 мм. Показаны три комбинации кривых для трех разных расположений проводов (S). Под расположением здесь понимается расстояние от провода до центра мачты.

Максимальный провал и будет резонансной частотой мачты/излучателя. Электрическая длина на частоте расчета задана выражением:

$$L\ (\text{в градусах}) = 90^\circ\ \frac{f_{design}}{f_{resonant}}$$

Таким образом, если $f_{resonant} = 1.6$ МГц, а $f_{design} = 1.8$ МГц, то L = 101°.

6.8.3. Гамма и Омега согласование.

Существует много способов согласования нагруженной заземленной мачты. Вот три наиболее популярных из них:

- Питание посредством наклонного шунта (Раздел 6.8.4.)
- Питание посредством петлевого монополя.
- Питание посредством шунта гамма или омега согласования.

Методы гамма или омега согласования широко используются в нагруженных мачтах. Разработка гамма согласования описана во многих источниках литературы [1401, 1414, 1421, 1426, 1441].

На рис.9.85 показана высота отвода гамма согласования и значения гамма конденсатора для длин антенны от 60° до 180°. График был создан с использованием гамма провода диаметром 10мм. Получилось три комбинации кривых для трех разных расположений проводов.

6.8.3.1. Близкое расстояние против дальнего.

Чем больше расстояние от провода до центра мачты, тем короче должен быть гамма провод. Более короткие гамма провода показывают меньшее индуктивное сопротивление, которое означает, что значение последовательного конденсатора будет больше.

Для вертикальных антенн с очень большой электрической длиной необходим отвод на высоте от 20 до 30 метров. Значение требуемого последовательного конденсатора будет небольшим (от 100 до 150 pF). Через конденсаторы с таким низким значением будет проходить ток большой мощности.

В том случае, если длина требуемого гамма провода больше физической длины мачты, потребуется омега согласование (см. раздел 6.8.3.5.).

6.8.3.2. Влияние диаметра гамма провода.

Диаметр гамма провода незначительно влияет на его длину (расположение отвода на мачте). Больший диаметр провода потребует несколько меньшей длины провода. Диаметр провода оказывает сильное влияние на то, какой конденсатор будет использован. Он также влияет на КСВ антенной системы, но не так сильно, как полагает большинство.

Таблица 9.7. **Данные гамма согласования для мачты шунтового питания с расстоянием от провода до центра мачты – 50 см.**
Электрическая высота башни = 100°.
Диаметр башни = 250 мм.

1.730	1.765	1.800	1.835	1.870	1.905	1.940	МГц
Диаметр гамма провода=2мм; высота отвода=19.5 м.							
R	80.6	66.8	56.5	50.0	43.3	39.2	36.0
X	+330	+338	+350	+363	+377	+392	+407
КВС	2.0	1.7	1.3	1.0	1.4	2.0	2.8
Диаметр гамма провода=10мм; высота отвода=19.8 м.							
R 8	2.9	68.6	58.0	50.0	44.8	40.6	37.4
X	+250	+257	+267	+278	+291	+303	+316
КСВ	1.9	1.6	1.3	1.0	1.3	1.8	2.4
Диаметр гамма провода=50мм; высота отвода=20.0 м.							
R	80.8	66.9	56.9	50.0	44.3	40.3	37.3
X	+164	+171	+179	+188	+198	+208	+218
КСВ	1.8	1.5	1.2	1.0	1.3	1.6	2.1
Диаметр гамма провода=250мм; высота отвода=20.2 м.							
R	78.8	56.5	56.0	50.0	44.0	41.0	38.3
X	+75	+82	+90	+98	+105	+113	+121
КСВ	1.8	1.5	1.2	1.0	1.2	1.5	1.8

6.8.3.3. КСВ в полосе частот.

В таблицах 9.7 и 9.8 показаны входное сопротивление и КСВ при определенной частоте для вертикальной антенны, электрическая длина которой 100°, возбуждаемой с помощью гамма согласования. В таблице 9.7 расстояние от провода до центра мачты – 50 см, в таблице 9-8 – 150см. Диаметры проводов – 2мм (AWG 12), 10мм, 50мм и 250мм. Провод диаметром 2мм (AWG 12), конечно, не несет ответственности за узость полосы частот. Не стоит использовать гамма провод в виде «проволочной корзины» для увеличения ширины полосы частот.

Полоса частот нагруженных мачт, длина которых намного больше, ведет себя совсем иначе. Чем больше электрическая длина вертикальной антенны, тем уже полоса частот КСВ. В таблице 9.9 показано входное сопротивление и КСВ вертикальной антенны с электрической длиной 150°, возбуждаемой гамма согласованием и гамма проводом с внешним диаметром 10 мм и 250 мм соответственно. В противоположность коротким вертикальным антеннам (100°) диаметр провода оказывает значительное влияние на полосу частот. Полоса частот 10 мм провода равна 70 кГц, 250 мм корзинки – практически 130 кГц. Значения сопротивления, приведенные в таблице 9.9, показывают, что сильные колебания реактивного сопротивления влекут за собой такие же колебания КСВ. Это можно легко преодолеть путем использования переменного конденсатора с механическим приводом. КСВ антенны с электрической длиной 150° и гамма проводом с внешним диаметром 10мм равен 1.3 при полосе частот больше, чем 200 кГц, если используется переменный конденсатор с диапазоном настройки от 100 до 175 pF. Обязательным условием является использование высоковольтного вакуумного переменного конденсатора.

Таблица 9.8. **Данные гамма согласования для мачты шунтового питания с расстоянием от провода до центра мачты – 150 см.**
Электрическая высота башни = 100°.
Диаметр башни = 250 мм.

1.730	1.765	1.800	1.835	1.870	1.905	1.940	МГц
Диаметр гамма провода=2мм; высота отвода=11.9 м.							
R	86.8	71.0	59.0	50.0	43.7	38.8	35.0
X	+226	+229	+236	+244	+253	+262	+272
КВС	1.8	1.5	1.3	1.0	1.2	1.6	2.1
Диаметр гамма провода=10мм; высота отвода=19.8 м.							
R	87.8	71.7	59.8	50.0	44.4	39.5	35.7
X	+179	+181	+187	+195	+203	+212	+220
КСВ	1.8	1.5	1.3	1.0	1.2	1.6	2.0
Диаметр гамма провода=50мм; высота отвода=20.0 м.							
R	87.0	71.0	59.0	50.0	44.3	39.5	35.8
X	+123	+132	+137	+144	+152	+159	+166
КСВ	1.8	1.5	1.2	1.0	1.3	1.6	2.1
Диаметр гамма провода=250мм; высота отвода=20.2 м.							
R	85.2	69.6	58.3	50.0	44.0	39.4	36.0
X	+79	+82	+87	+93	+100	+106	+112
КСВ	1.8	1.5	1.2	1.0	1.2	1.5	1.7

Таблица 9.9. **Данные гамма согласования для мачты шунтового питания с расстоянием от провода до центра мачты – 150 см.**
Электрическая высота башни = 100°.
Диаметр башни = 250 мм.

1.730	1.765	1.800	1.835	1.870	1.905	1.940	МГц
Диаметр гамма провода=10мм; высота отвода=25.9 м.							
R	43.1	45.2	47.7	50.0	54.0	58.0	62.7
X	+567	+597	+628	+661	+697	+736	+778
КВС	6.0	3.5	1.9	1.0	2.0	3.7	6.3
Диаметр гамма провода=250мм; высота отвода=24.8 м.							
R	41.5	43.8	46.6	50.0	54.0	58.5	64.0
X	+286	+303	+320	+340	+362	+384	+409
КСВ	3.2	2.2	1.5	1.0	1.5	2.2	3.2

Этот простой способ получения очень плоской кривой КСВ не применим к более коротким вертикальным антеннам (90°-100°), в которых более сильные колебания активной части сопротивления влияют на КСВ. На рис.9.86 показаны графики КСВ для мачт разной электрической длины с гамма запиткой и 10 мм гамма проводом, расположенным на расстоянии 150 см от мачты.

6.8.3.4. Регулировка системы гамма согласования.

Наиболее простым способом точной настройки системы гамма согласования является подбор расстояния от гамма провода до центра мачты.

Пример:

Для вертикальной антенны с электрической длиной 100° и мачтой диаметром 250мм отвод устанавливается на высоте 14м. В этой точке расстояние до мачты 1м. Изменение расстояния на уровне земли имеет следующие последствия:

Расстояние = 0.5м: Z = (38+j206) Ом

Расстояние = 0.75м: Z = (44.8+j298) Ом

Расстояние = 1.0м: Z = (49.3+j211) Ом

Расстояние = 1.25м: Z = (56.4+j213) Ом

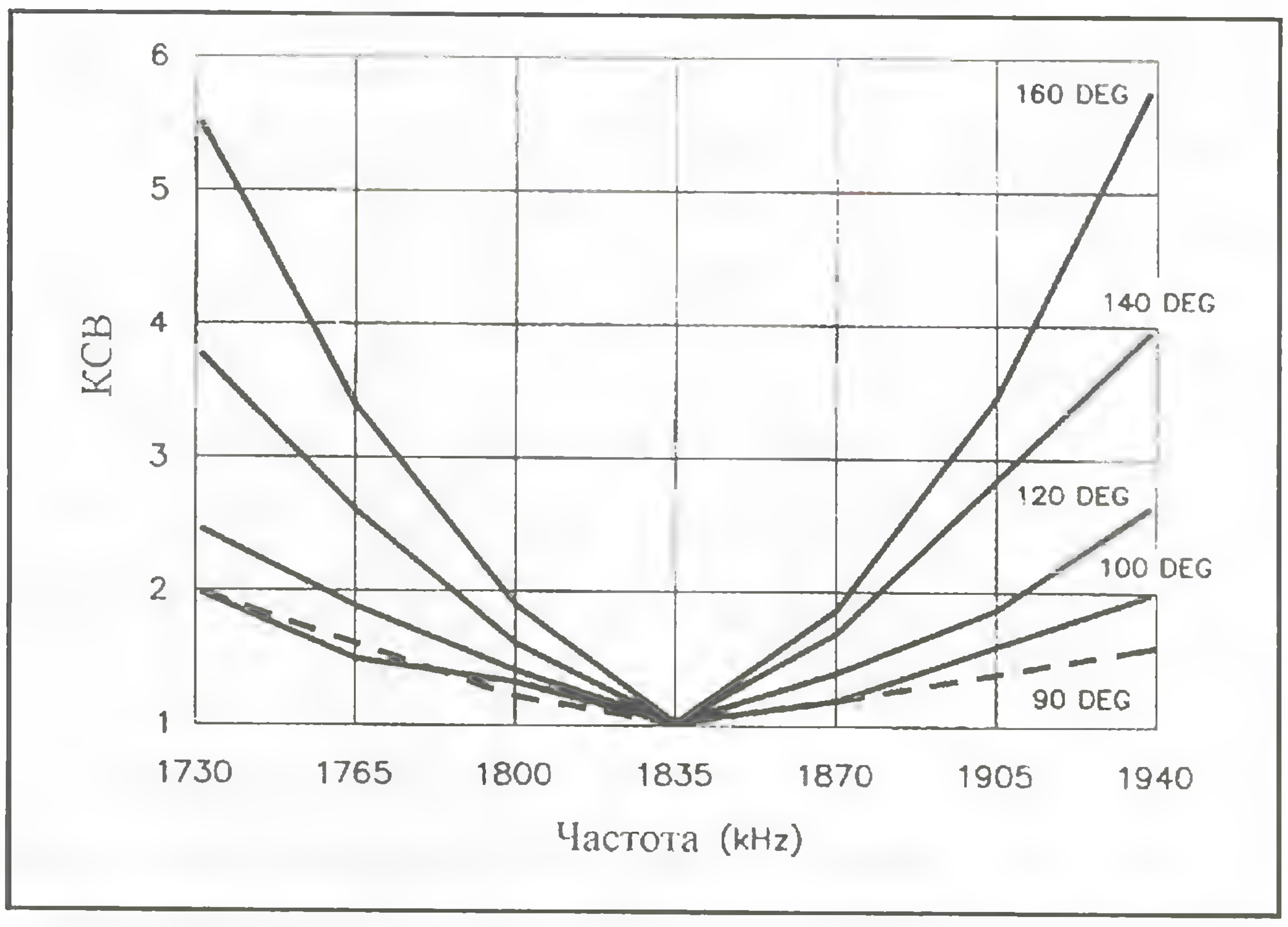


Рис.9.86. Кривые КСВ для мачт с гамма питанием, 10 мм гамма проводом, расстоянием до мачты 50 см и электрической длиной мачты от 90° до 160°. Полоса частот более длинной вертикальной антенны может быть «перестроена» при очень низком значении КСВ в широкой полосе частот путем использования последовательного переменного конденсатора с механическим приводом.

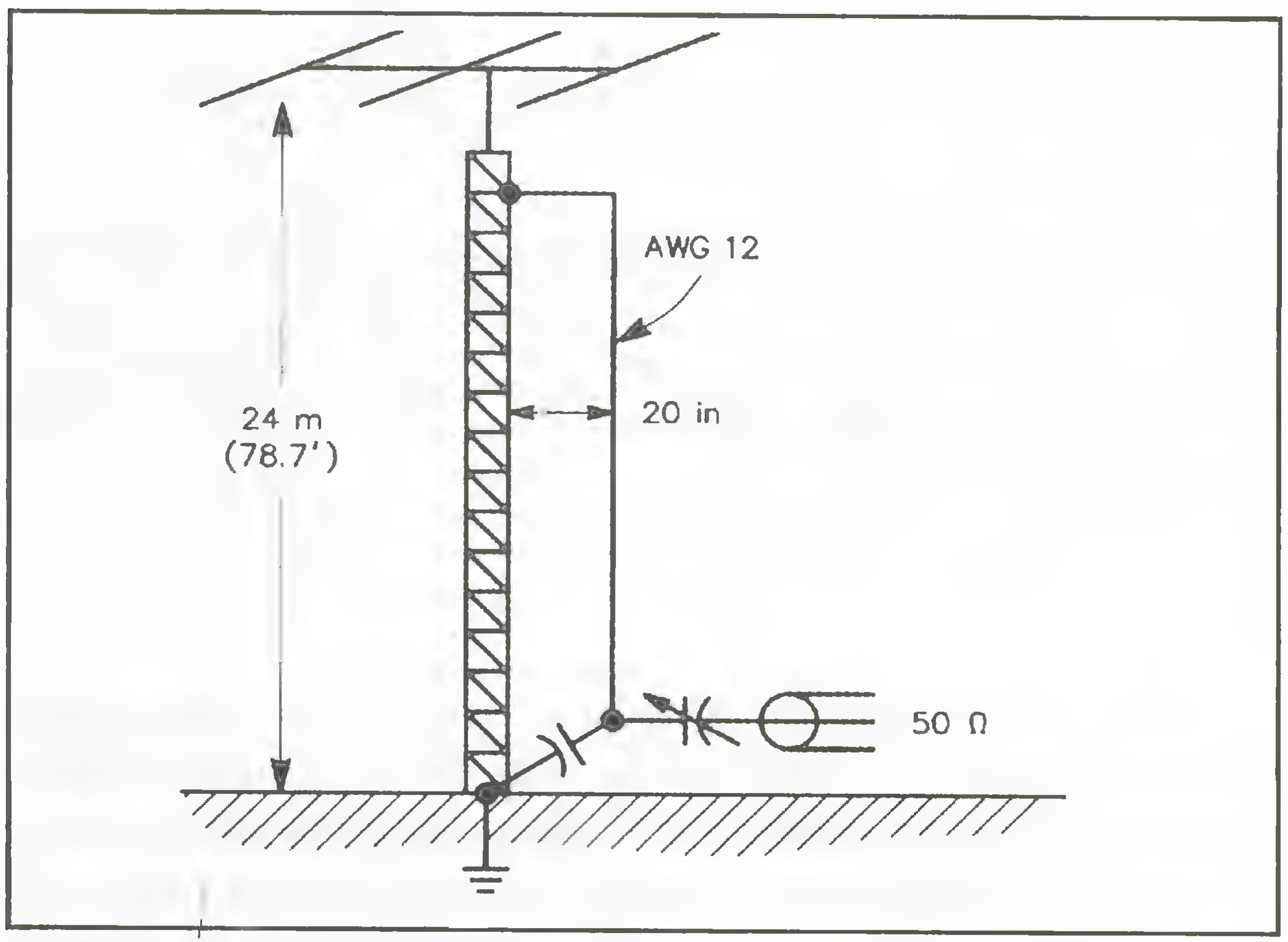


Рис.9.87. Мачта шунтового возбуждения с использованием системы омега согласования. Электрическая длина мачты 140°. Требуется омега согласование, так как мачта слишком коротка для того, чтобы можно было установить систему гамма согласования с 2 мм гамма проводом. В таблице 9-10 приведены сопротивления на конце гамма провода до и после преобразования с помощью конденсаторов системы омега согласования.

Расстояние = 1.5м: Z = (61.5+j214) Ом

Эти цифры показывают нам, каким образом можно точно настроить систему гамма согласования.

6.8.3.5. Использование системы омега согласования.

Если у вас есть возможность использования системы гамма согласования, я не рекомендую использовать омега согласование. Для омега согласования требуется еще один компонент, который влечет дополнительные потери и дополнительные возможности поломки компонента.

Тем не менее, существует возможность использования гамма провода, длина которого на 50% короче длины, показанной на рис.9.85, когда применяется омега согласование. В этом случае между нижним концом гамма провода и землей требуется установка параллельного конденсатора.

Для вертикальной антенны длиной 100° требуется 14 метровый гамма провод (внешний диаметр 10мм) с расстоянием до мачты 100 см. Если мы укоротим гамма провод до 8м, сопротивление становится (14.1 + j127) Ом. Оно может быть согласовано до 50 Ом использованием L цепи. Один из вариантов этой L цепи состоит из двух конденсаторов: хорошо известного параллельного и последовательного конденсатора системы омега согласования.

Для того, чтобы рассчитать систему омега-согласования необходимо выполнить следующую последовательность действий:

- Модель вертикальной антенны с «коротким» гамма проводом. Убедитесь в том, что вы использовали достаточно сегментов. Для 160 метров хорошие результаты дают сегменты длиной 100см. Заметьте, что входное сопротивление будет индуктивным и меньше 50 Ом.

- Используйте модуль L NETWORK NEW LOW BAND SOFTWARE для расчета емкости параллельного и последовательного конденсаторов.

В вышеприведенном примере для восьмиметрового гамма провода требуется подключение параллельного конденсатора емкостью 369 pF и последовательного конденсатора емкостью 323 pF.

Если вы имеете физически короткую башню с большой нагрузкой, то может оказаться, что требуемая высота отвода будет больше высоты башни. В этом случае выходом будет только омега согласование.

Пример:

Смотри рис.9.87. Мачта была нагружена таким образом, что ее электрическая длина стала 140°. Физическая высота башни 24 м. Из рис.9.85 определяется требуемая длина гамма провода 30 м при его диаметре 2 мм и смещении от башни на 50 см. В этом случае мы не можем соединить гамма провод с вершиной башни (h = 24 м).

Таблица 9.10. Данные омега согласования для мачты шунтового питания с расстоянием от гамма провода до мачты 50 см.
Электрическая высота башни = 140°.
Диаметр башни = 250 мм.

1.730	1.765	1.800	1.835	1.870	1.905	1.940	МГц
Диаметр гамма провода=2мм; высота отвода=24.0 м.							
R	16.0	16.3	16.7	17.2	17.9	18.6	19.3
X	+514	+535	+552	+579	+603	+629	+650
С дополнительным параллельным конденсатором 62pF							
R	37.4	40.7	44.8	50.0	56.8	65.3	74.7
X	+785	+845	+910	+986	+1073	+1178	+1287
С дополнительным фиксированным последовательным конденсатором 88 pF							
R	37.4	40.7	44.8	50.0	56.8	65.3	74.7
X	-261	-180	-95	0	+106	+228	+348
КСВ	38	17.9	5.9	1.0	5.8	17.9	35
С переменным последовательным конденсатором от 50 до 125 pF (установленный для компенсации индуктивной реактивности)							
R	37.4	40.7	44.8	50.0	56.8	65.3	74.7
X	0	0	0	0	0	0	0
КСВ	1.3	1.2	1.1	1.0	1.1	1.3	1.5

Используя MININEC, рассчитаем входное сопротивление как Z = 17.2 + j579 Ом. При помощи модуля L NETWORK были рассчитаны значения емкостей.

$$C_{par} = 62pF, C_{series} = 88pF.$$

Заметим, что эти очень маленькие емкости должны выдерживать очень большие напряжения при большой мощности.

Эта L – цепь является цепью с очень высокой добротностью. В таблице 9.10 приведены сопротивления на конце гамма провода до и после трансформации при помощи емкостей омега согласующей системы (L – цепь использующая два конденсатора). Отметим очень узкую полосу частот такой экстремально высокодобротной системы. Если мы омега конденсаторами настроим антенну на частоту 1835 кГц при КСВ=1.0, то полоса частот по уровню КСВ=2.0 будет равна 20 кГц! Если мы возьмем последовательный конденсатор переменным (от 60 до 120 pF), мы сможем настроить антенну при КСВ ≤1.5 в полосе более, чем 200 кГц.

6.8.3.6. Заключение.

Если электрическая длина вашей антенны большая, необходимо использовать гамма провод корзиночного типа и установить большое расстояние от провода до мачты. Возможность настройки конденсатора на расстоянии, конечно, расширяет полосу частот антенны. Не укорачивайте гамма провод, пока этого не потребует длина мачты.

На рис.9.88 показано правильное расположение проводов в цепях гамма и омега согласования нагруженной мачты. Отметьте правильное соединение шунтирующего конденсатора в случае омега согласования.

Конечно, те же самые принципы можно применять и для 80 метров, хотя, возможно, что мачта подходящей длины, нагруженная антенной Яги будет слишком длинной антенной для работы на 80 метрах.

6.8.3.7. Практические советы.

Все кабели, ведущие к мачте и далее, к вращающему устройству должны быть прочно прикреплены к мачте с внутренней стороны. Все провода, идущие от радиорубки к мачте должны проходить под землей для того, чтобы обеспечить необходимую ВЧ развязку. Ферритовые колечки (похожие на те, что используются в ССУ) могут быть использованы для ВЧ развязки от любых проводников.

Если ВЧ присутствует в каком-либо из кабелей, вы можете захотеть установить катушку в том месте кабеля, где он попадает в радиорубку. Необходимо обеспечить надежный электрический контакт между секциями вышки и между вращающим устройством, мачтой и вышкой. Оплетка большого сечения (оплетка со старого коаксиально-

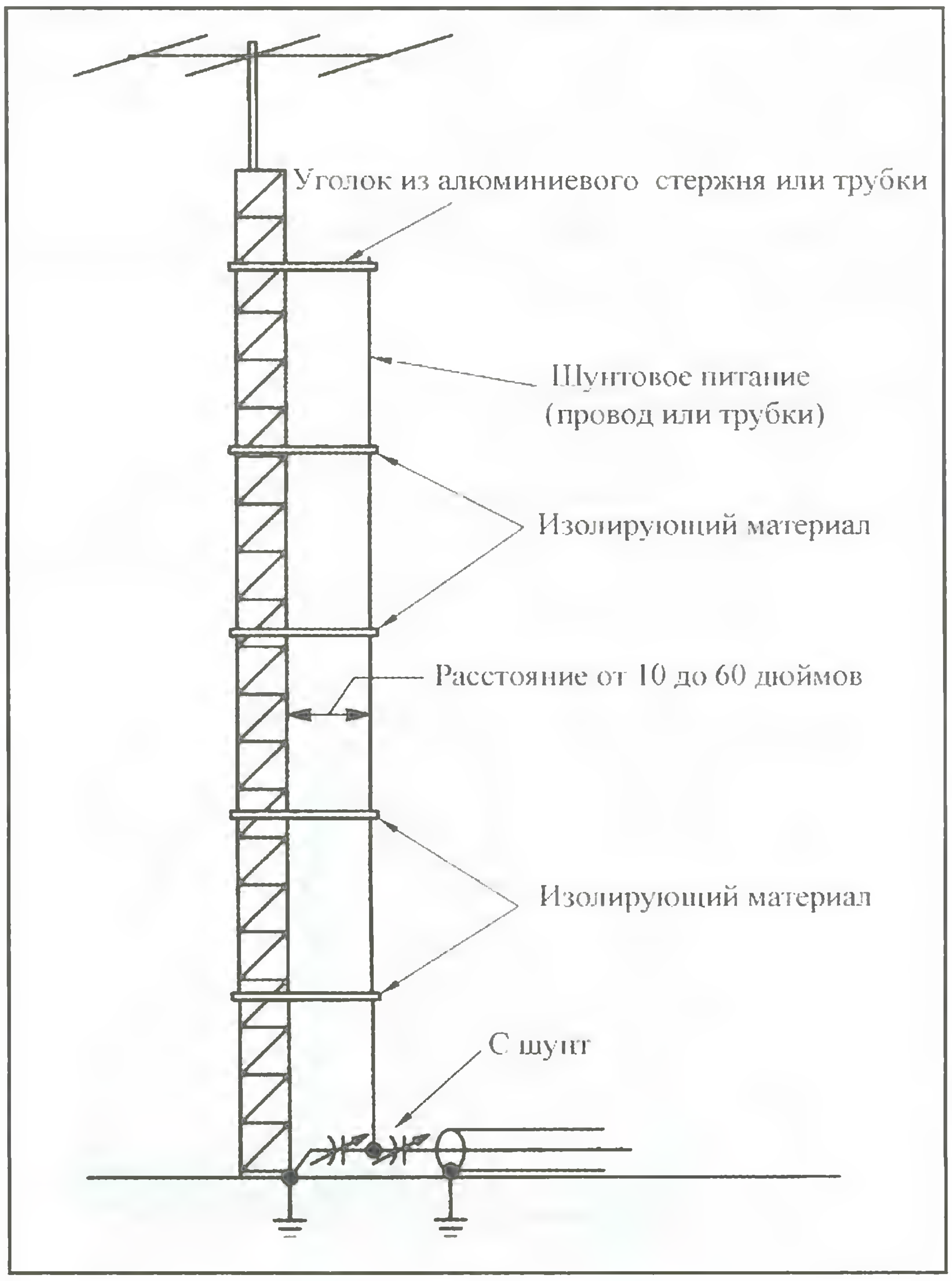

Уголок из алюминиевого стержня или трубки
Шунтовое питание (провод или трубки)
Изолирующий материал
Расстояние от 10 до 60 дюймов
Изолирующий материал
С шунт

Рис.9.88. Система омега-согласования (гамма согласование с дополнительным шунтирующим конденсатором) значительно улучшает гибкость окружающих элементов антенны шунтового питания. Для того, чтобы поддерживать максимально широкую полосу частот, сделайте гамма провод максимально длинным. Если электрическая длина антенны больше 120°, переменный последовательный конденсатор даст возможность получить очень низкий КСВ при широкой полосе частот.

го кабеля или кусок кабеля от аккумулятора к стартеру) может обеспечить необходимый электрический контакт и физическую гибкость. Гамма провод должен поддерживаться кусками пластиковых труб, прикрепленных к мачте U – шпильками или хомутами из нержавеющей стали. Если мачта выдвижная, в качестве гамма элемента может быть использован тяжелый, изолированный медный провод. Как и для любой вертикальной антенны, для обеспечения эффективности и оптимального излучения под малым углом этой системе требуется максимально качественная заземляющая система Чем больше электрическая длина нагруженной мачты, тем лучшее качество земли потребуется для достижения потенциально возможного излучения под малым углом.

6.8.4. Система возбуждения наклонным проводом.

Система возбуждения наклонным проводом очень похожа на систему гамма возбуждения. Линия передачи прикрепляется к мачте на определенной высоте и проходит под углом к земле, где последовательный конденсатор настраивает реактивную часть сопротивления. Преимуществом этой системы является то, что согласование может быть достигнуто с более низкой точкой отвода, которая позволяет избежать использования омега согласования на мачтах малой физической длины. Недостатком системы возбуждения наклонным проводом является излучение горизонтальной составляющей.

Система возбуждения наклонным проводом может быть легко смоделирована в MININEC, также как и системы гамма и омега согласования.

6.8.5. Петлевые монополи.

Петлевые антенны имеют следующие преимущества:

- Большая полоса частот из-за большего эффективного диаметра антенны.
- Более высокое входное сопротивление.
- Заземленный элемент (преимущество в грозозащите).

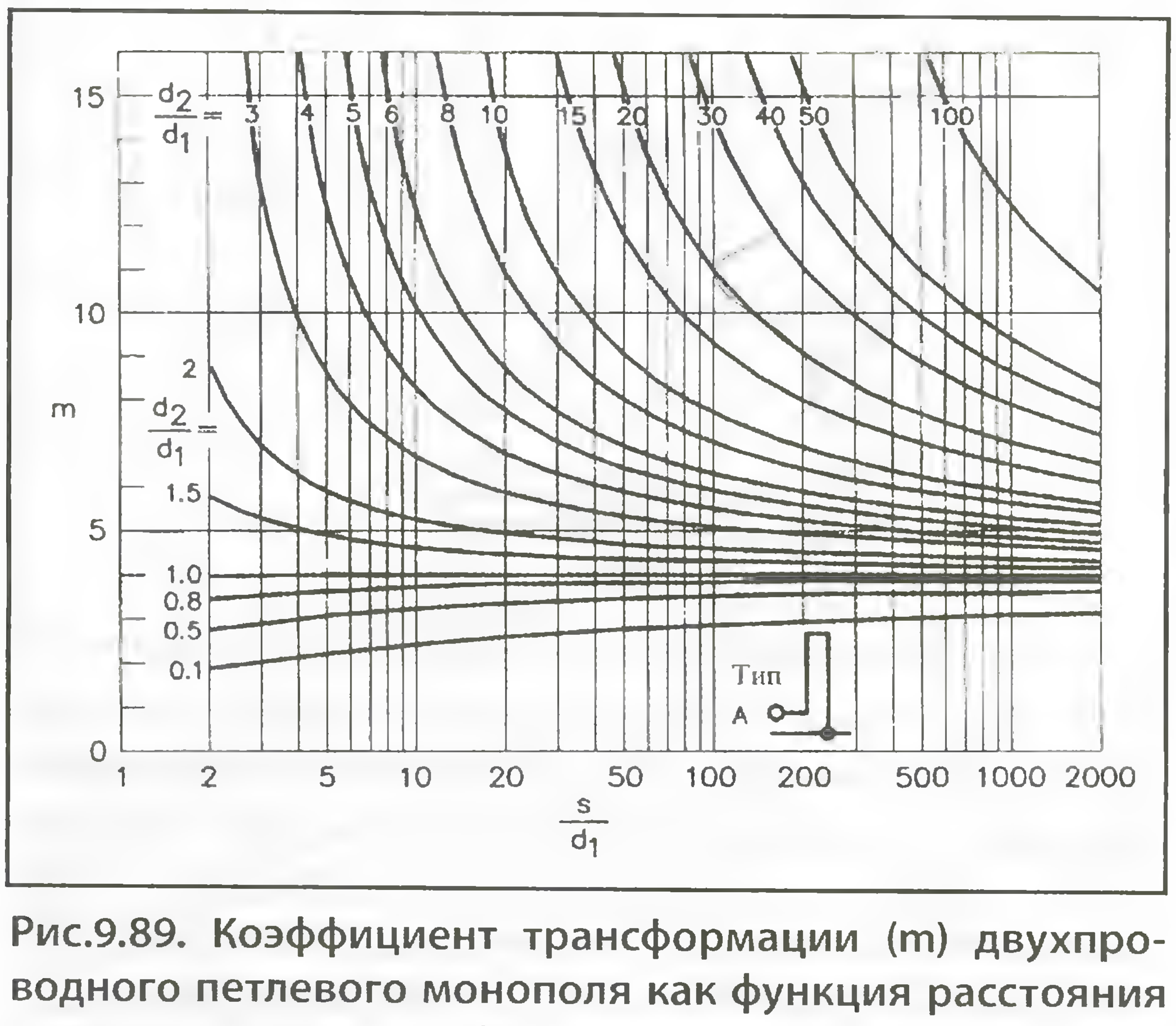


Рис.9.89. Коэффициент трансформации (m) двухпроводного петлевого монополя как функция расстояния между проводами (S/d1) и отношения диаметров проводов (d2 диаметр заземленного проводника, d1 диаметр возбуждаемого проводника) (в соответствии с Gerd Janzen, Kurze antennen).

На рис.9.89 показано, как можно изменять диаметр (отношение диаметров) проводов и расстояние между ними, чтобы получить повышающие коэффициенты трансформации в пределах от 2 до 10. (источник Kurze Antennen. Gerd Junzen, ISBN 3-440-05469-1). Изображение двухпроводного петлевого монополя показано на том же рисунке. Одно плечо заземлено, в то время, как антенна возбуждается между концом оставшегося плеча и землей.

Эффективный диаметр многопроводных элементов может быть рассчитан при помощи графиков, приведенных на рис.9.62.

Как видно из рис.9.90, трехпроводные петлевые элементы позволяют получить более высокие значения коэффициентов трансформации. Эффективный диаметр антенны (который определяет полосу частот антенны) приведен на рис.9.47 для различных конфигураций. Изображение трехпроводных петлевых монополей показаны на этом же рисунке.

6.8.6. Моделирование мачт шунтового возбуждения.

MININEC может быть использован для моделирования систем согласования гамма, омега и наклонным проводом мачт шунтового возбуждения. Удовлетворительные результаты могут быть получены при использовании следующих положений:

- Горизонтальный проводник, соединяющий гамма провод с мачтой должен иметь один сегмент (длина сегмента равна расстоянию от гамма провода до мачты).
- Используйте приблизительно такие же длины сегментов во всех проводах антенны.
- Не пытайтесь моделировать емкостную концевую нагрузку. Во-первых, очень легко «измерить» мачту (см. рис.8.84), далее рассчитайте электрическую длину нагруженной мачты, а затем используйте эквивалентную прямую мачту, как это делали при моделировании гамма согласования.

Пример:

Мачта «резонирует» на частоте 1.42 МГц. Необходимая рабочая частота равна 1.835 МГц. Электрическая длина равна:

$$\text{L(в градусах)} = 90^\circ \frac{1.835}{1.42} = 116^\circ.$$

Физическая длина четвертьволновой мачты (с эквивалентным диаметром = 250 мм) равна 39 м. Эквивалентная длина мачты для 116° равна:

$$39м \times \frac{116^\circ}{90^\circ} = 50.3м.$$

Теперь моделируем вертикальную антенну диаметром 250 мм и длиной 50.3 м. В соответствии с рис.9.85 отвод должен быть на высоте между 17 и 25 м в зависимости от расстояния гамма провода от мачты.

6.8.7. Развязка антенн в точках с большим сопротивлением.

При использовании шунтового питания мачты, которая поддерживает различные антенны, включая проволочные антенны, желательно развязать проволочные антенны от вертикального излучателя. В противном случае проволочные антенны будут играть роль концевой нагрузки вертикальной антенны. Для относительно коротких мачт дополнительная нагрузка может только приветствоваться, но в других случаях нагруженная вертикальная антенна может стать слишком длинной при дополнительных нагрузках большими проволочными антеннами, такими как, например, инвертированное V на 160 или 80 метрах. Эти проволочные антенны обычно устанавливаются на вершине мачты в точках с высоким сопротивлением. Это делает выполнение развязки более трудным. Обычное токовое ССУ в данном случае не подходит, поскольку оно не вносит достаточного сопротивления для эффективной развязки антенны. Такие симметрирующие устройства, установленные в местах с высоким сопротивлением, вероятно, нагреются и могут даже привести к расплавлению коаксиального кабеля. Проблемы, к которым могут привести такие симметрирующие устройства, заключаются в необычных и непредсказуемых изменениях входного сопротивления нагруженной вертикальной антенны во время передачи. При первой передачи КСВ будет нормальным, но вскоре ферритовый сердечник, используемый в токовом симметрирующем устройстве, нагреется до температуры, превышающей точку Кюри, приводя к внезапному скачку магнитной проницаемости ферритового материала.

Симметрирующее устройство больше не будет представлять достаточного сопротивления, что приведет к тому, что диполь нагрузит мачту и, в результате, изменится КСВ.

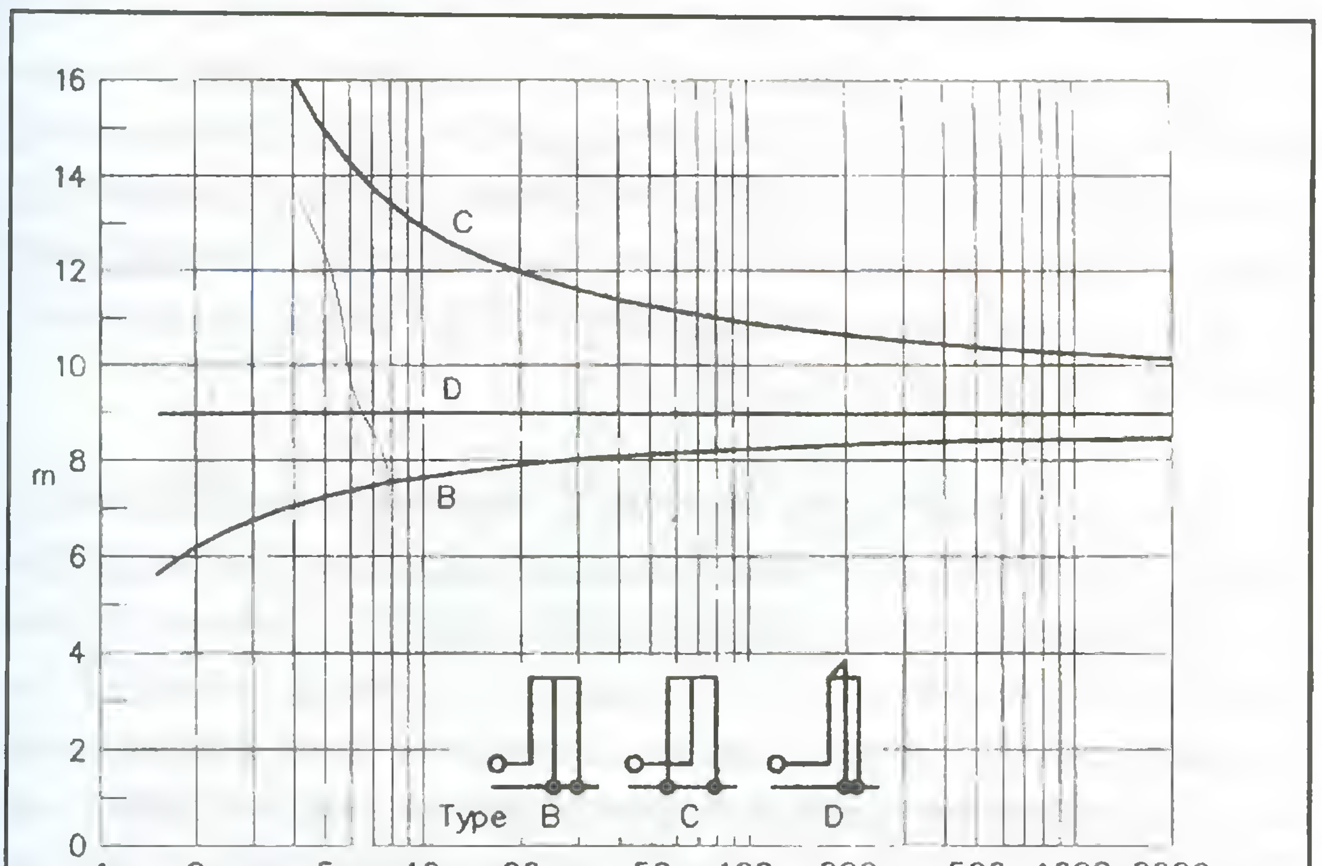


Рис.9.90. Коэффициент трансформации (m) трехпроводного петлевого монополя в зависимости от расстояния между проводами (s/d) и конфигурации (B, C или D). Предполагается, что все проводники имеют одинаковый диаметр. (в соответствии с Gerd Janzen, Kurze antennen).

В этом случае для эффективной развязки требуется симметрирующее устройство с высоким сопротивлением. Симметрирующее устройство скорее похоже на трап, т.е. параллельную резонансную цепь, настроенную на частоту нагруженной вертикальной антенны. ВЧ токи, протекающие из вертикальной антенны в диполь (который мы хотим развязать), являются синфазными, что означает, что они протекают только с внешней стороны коаксиальной линии передачи инвертированного V диполя.

Трап создается путем наматывания однослойной катушки подходящей формы из коаксиального кабеля и приведения катушки к резонансу с помощью подходящего конденсатора. Jim Jorgenson, K9RG, сделал такой трап для 160 метров, состоящий из 21 плотного витка RG-213, расположенных на трубке ПВХ диаметром приблизительно 10см. Длина катушки приблизительно 33 см, а измеренная индуктивность катушки 33 μH. Катушка закреплена на форме с помощью плотно прилегающих просверленных под углом отверстий, через которые с обоих концов внутрь трубки проходит коаксиальный кабель. На одном конце наружный и внутренний соединитель разделены и присоединены к болтам с ушком из нержавеющей стали, которые используются для соединения двух опор инвертированной V антенны. На другом (нижнем) конце ко-

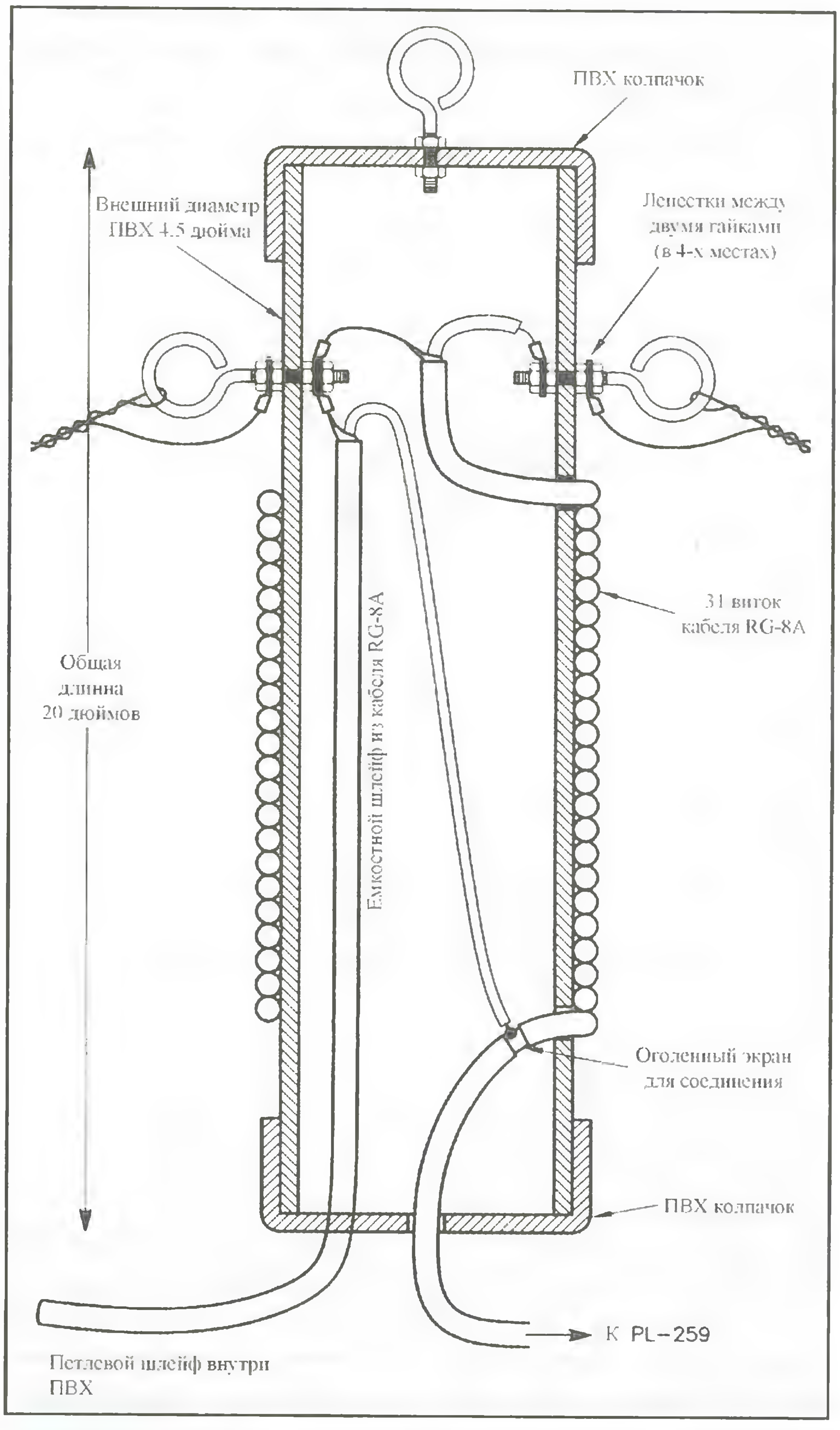

ПВХ колпачок
Внешний диаметр ПВХ 4.5 дюйма
Лепестки между двумя гайками (в 4-х местах)
31 виток кабеля RG-8A
Общая длинна 20 дюймов
Емкостной шлейф из кабеля RG-8A
Оголенный экран для соединения
ПВХ колпачок
К PL-259
Петлевой шлейф внутри ПВХ

Рис.9.91. Подробности конструирования трапа развязки K9RJ.

аксиальный кабель выходит наружу через стандартный концевой колпачок ПВХ, и к этому концу прикреплен соединитель PL-259.

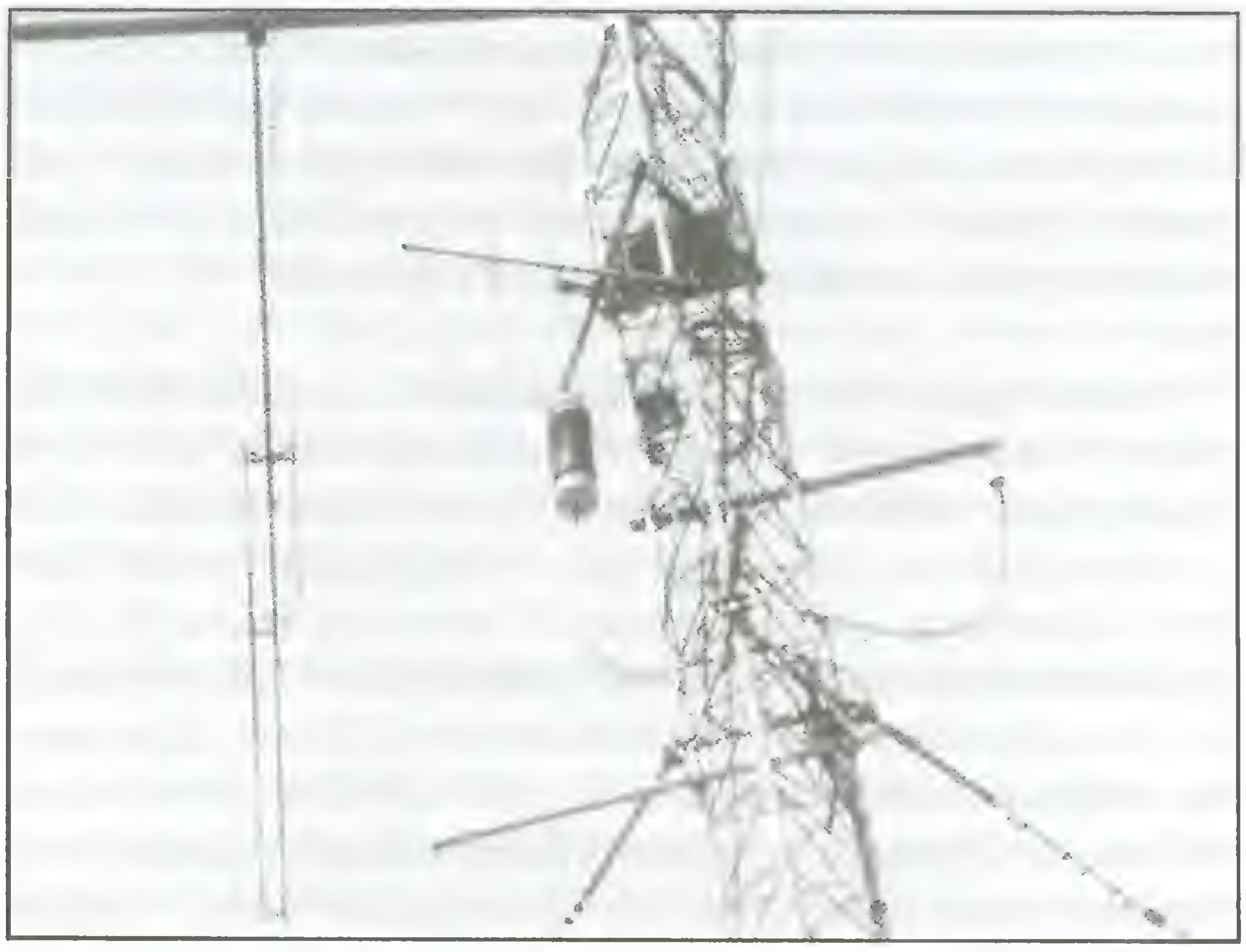


Рис.9.92 Коаксиальный кабель K9RG возбуждает 160-метровую инвертированную V – антенну, свисая с вершины мачты, которая также используется в качестве вертикальной антенны шунтового питания для 160 метров. Вся конструкция напоминает увеличенный в размерах центральный изолятор или симметрирующее устройство.

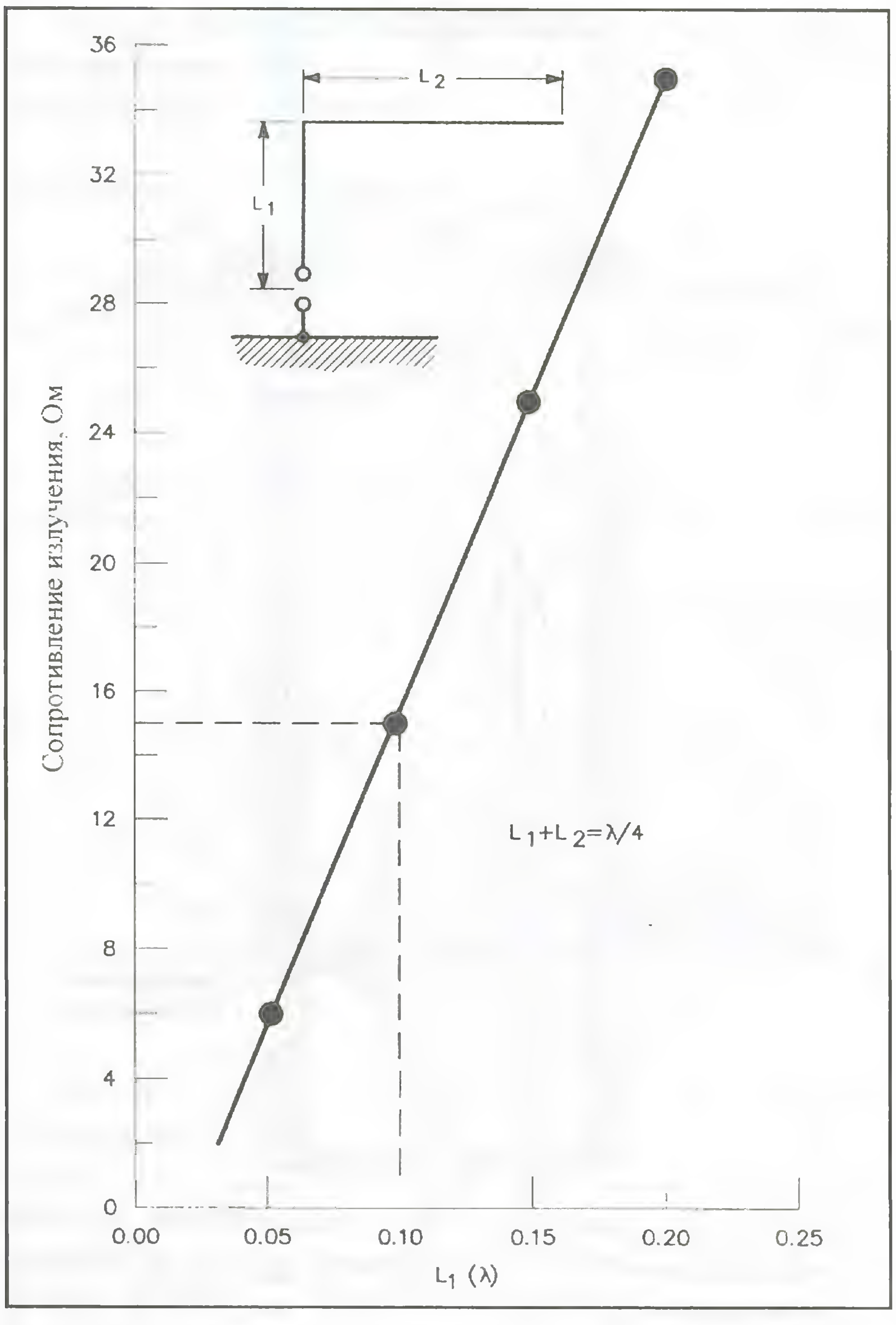


Рис.9.93. Сопротивление излучения инвертированной L – антенны как функция от длин горизонтального провода в сравнении с вертикальным проводником.

Емкость, при которой эта катушка достигнет резонанса на частоте 1830 кГц – около 200 pF. Некоторые могут использовать качественный керамический конденсатор передающего типа, но подходящий конденсатор можно сделать также из небольшого куска коаксиального кабеля. Емкость RG-213 равна 100 pF/m, что означает, что отрезок RG-213 длиной 2м с двумя открытыми концами приведет к резонансу катушку на 160 метрах. Резонансная частота трапа может быть легко измерена с помощью гетеродинного измерителя резонанса На рис.9.91 показана схема трапа. Для того, чтобы настроить трап некоторые могут преднамеренно сделать конденсатор коаксиальной линии передачи слишком длинным, а затем постепенно укорачивать его до тех пор, пока не будет достигнут резонанс на желаемой частоте. Шлейф конденсатора может быть согнут внутри трубки ПВХ перед тем, как будет надет колпачок на нижний конец трубки. Jim пишет, что после того, как он начал использовать это симметрирующее устройство, в сопротивлении мачты шунтового питании не происходило никаких изменений при присоединении инвертированной V- антенны. Это доказывает тот факт, что трап полностью развязывает инвертированную V – антенну от вертикальной антенны.

7. Инвертированная антенна.

В этом разделе приведен анализ чрезвычайно популярной инвертированной L – антенны, а нескольким практическим разработкам, таким как AKI special, уделяется особое внимание.

Инвертированная L – антенна очень популярна, особенно на 160 метрах. Эти антенны – не совсем вертикальные, так как часть такой антенны горизонтальна и излучает горизонтально поляризованные волны. Большинство инвертированных L – четвертьволновые, хотя это и не обязательно. Вертикальная часть инвертированных L антенн может быть приподнята вдоль мачты, поддерживающей ВЧ антенны. При таком устройстве вы должны побеспокоиться о том, чтобы мачта (плюс антенна) не была в резонансе при частоте, близкой к расчетной частоте инвертированной L – антенны. Найдите резонанс вашей поддерживающей мачты по методу, приведенному на рис.9.84. Если она резонирует где-то в районе рабочей частоты, возможно, вам следует использовать мачту (шунтового питания) вместо того, чтобы использовать ее в качестве поддержки для инвертированной L.

Если вы решили так не делать, вы можете расстроить мачту для того, чтобы убедиться, что в этой структуре протекает минимально возможный ток. Самым легким способом сделать это является падающий провод, который вы использовали для того, чтобы определить резонанс мачты, замкнуть этот провод через переменный конденсатор емкостью 0-2000 pF на землю. Затем используйте щуп для замера величины тока (например, такой, который показан на рис.11.17 в главе, посвященной вертикальным решеткам) и настройте переменный конденсатор на минимальный ток.

Переменный конденсатор может быть заменен фиксированным (если необходимо, то несколькими параллельно соединенными конденсаторами) конденсатором, имеющим то же самое значение. Такая процедура гарантирует минимум связи между инвертированной L и поддерживающей мачтой.

Чем длиннее вертикальная часть антенны, тем лучше характеристики излучения антенны под малым углом и тем больше сопротивление излучения антенны (см. рис.9.93). Горизонтальная часть антенны ответственна за излучение под большим углом. Если вам необходима антенна, которая излучает одинаково хорошо и под большим и под малым углами, инвертированная L – то, что вам нужно. Если это нагруженная монопольная антенна, инвертированная L потребует хорошей заземляющей системы для оптимального излучения под малым углом.

На рис.9.94 показаны диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях для практической разработки инвертированной L – антенны с частотой 3.5 МГц. Длина мачты одной из антенн – 12м. Заметим то, каким образом вертикальная часть антенны влияет на излучение под малым углом, а горизонтальная – под большим. Диаграмма направленности приведена для направления, перпендикулярного инвертированной L – антенне.

Инвертированная L – прекрасное решение для оператора, которому необходимо использование 80-метровой вертикальной антенны в качестве поддержки для 160 метровой антенны (Рис.9.95А).

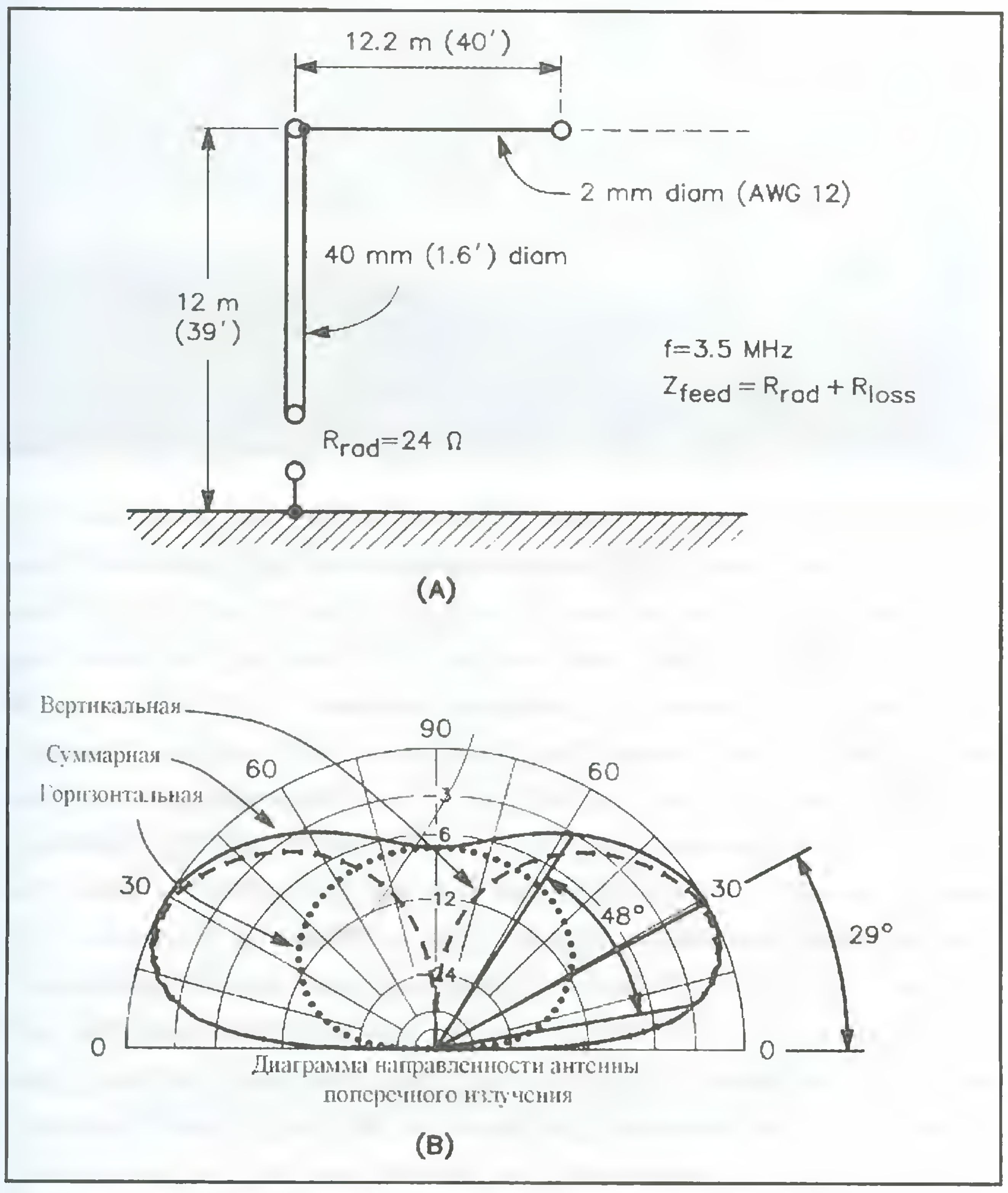


Рис.9.94. На А представлена инвертированная L с частотой 3.5 МГц и 12-метровой вертикальной мачтой. На В показана диаграмма направленности в вертикальной плоскости. Диаграмма содержит как вертикальную, так и горизонтальную составляющие, которые также показаны на В. Диаграмма представлена над средней землей с использованием 60 четвертьволновых противовесов. Заметим, что угол максимального излучения 29° - неплохо для антенны, предназначенной для дальней связи.

Самым простым решением является установка трапа на верхнем конце 80-метровой вертикальной антенны. Точность соотношения L/C не обязательна, но оно влияет на длину провода нагрузки и КСВ антенны на 80 и 160 метрах. См. также Рис.9.69 и 9-71.

Вторая альтернатива, приведенная на Рис.9.95В подразумевает использование 80-метрового трапа для изоляции горизонтальной части 160-метровой инвертированной L – антенны на 80 метрах [659]. Трап может быть сделан из коаксиального кабеля по способу, приведенному в разделе 6.5.

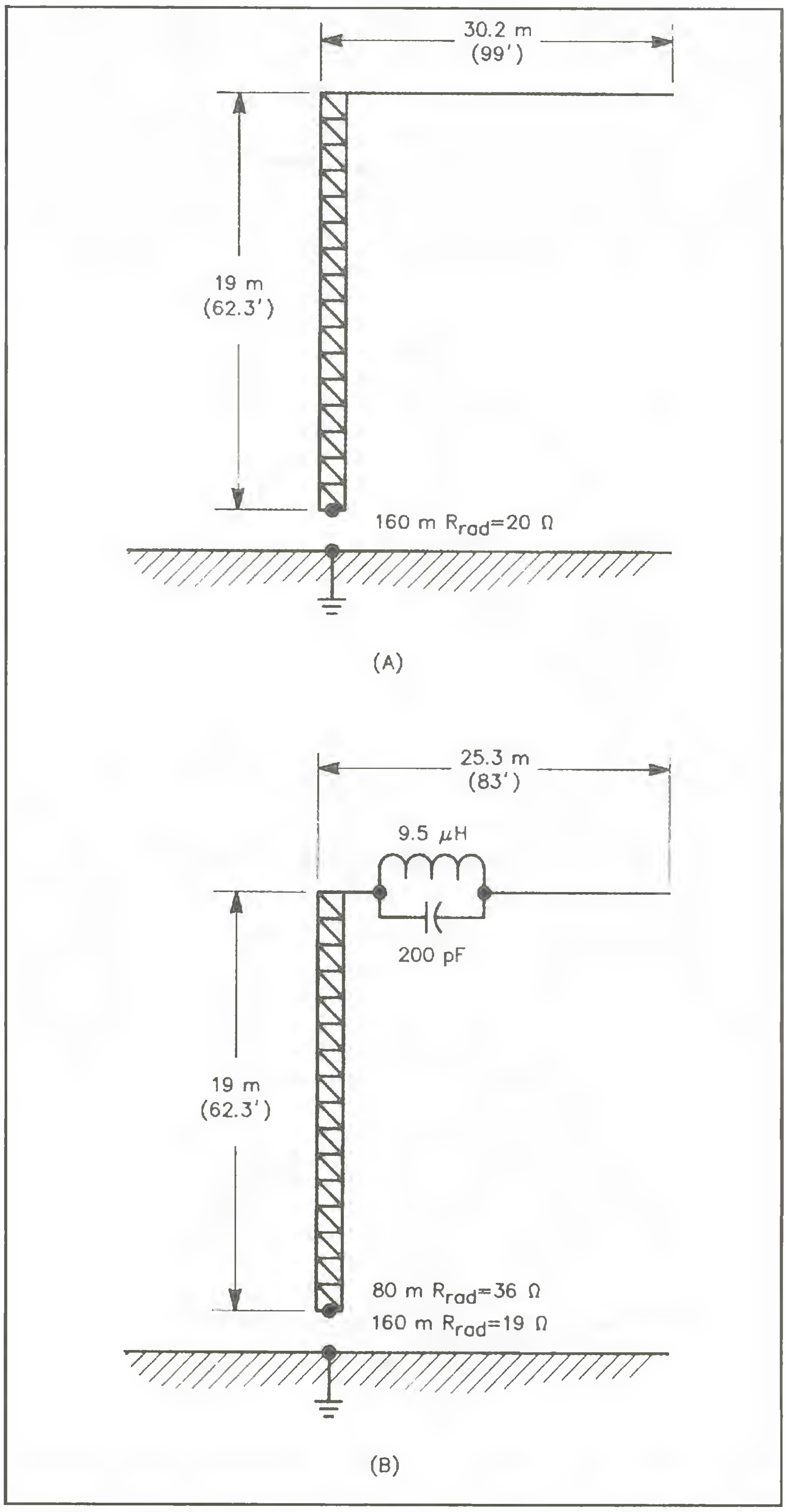


Рис.9.95. На А – показана инвертированная L – антенна для 160 метров из вертикальной мачты высотой 19 м. Чтобы перекрыть как 80, так и 160 метров на вершине мачты может быть установлен трап, как показано на В. При установке трапа нагрузочный провод короче, поскольку трап имеет положительную реактивность (влияющую на нагрузку) на 160 метрах. Смотри также рис.9.69 и 9.71.

Инвертированная L широко описывается в любительской литературе, как лучшая антенна для излучения под малым углом в самой верхней части диапазона.[798, 7994]. Battle Creek Special и BC Trapper, описанные в разделах 6.7. и 6.7.1. являются отличными примерами инвертированных L (для 80 и 160 метров).

AKI Special – еще один пример инвертированной L используемой для дальней связи. Она была использована Aki Nago, JA5DQH, во время связи на 160 метрах из нескольких участков, дальняя связь в которых – редкость. На Kingman Reef (Май 1988г) Nago использовал инвертированную L так, как показано на рис.9.96. Вертикальная часть сделана из алюминиевой мачты длиной 12м, которая протянута с помощью восьмиметровой удочки из стекловолокна, к которой прикреплен медный провод. С конца удочки наклонный провод протягивается еще на 23.5 м и заканчивается рыболовной леской, поддерживаемой 3-метровым шестом на некотором расстоянии. Aki использовал около 800 метров противовесов, протянутых в Тихий океан.

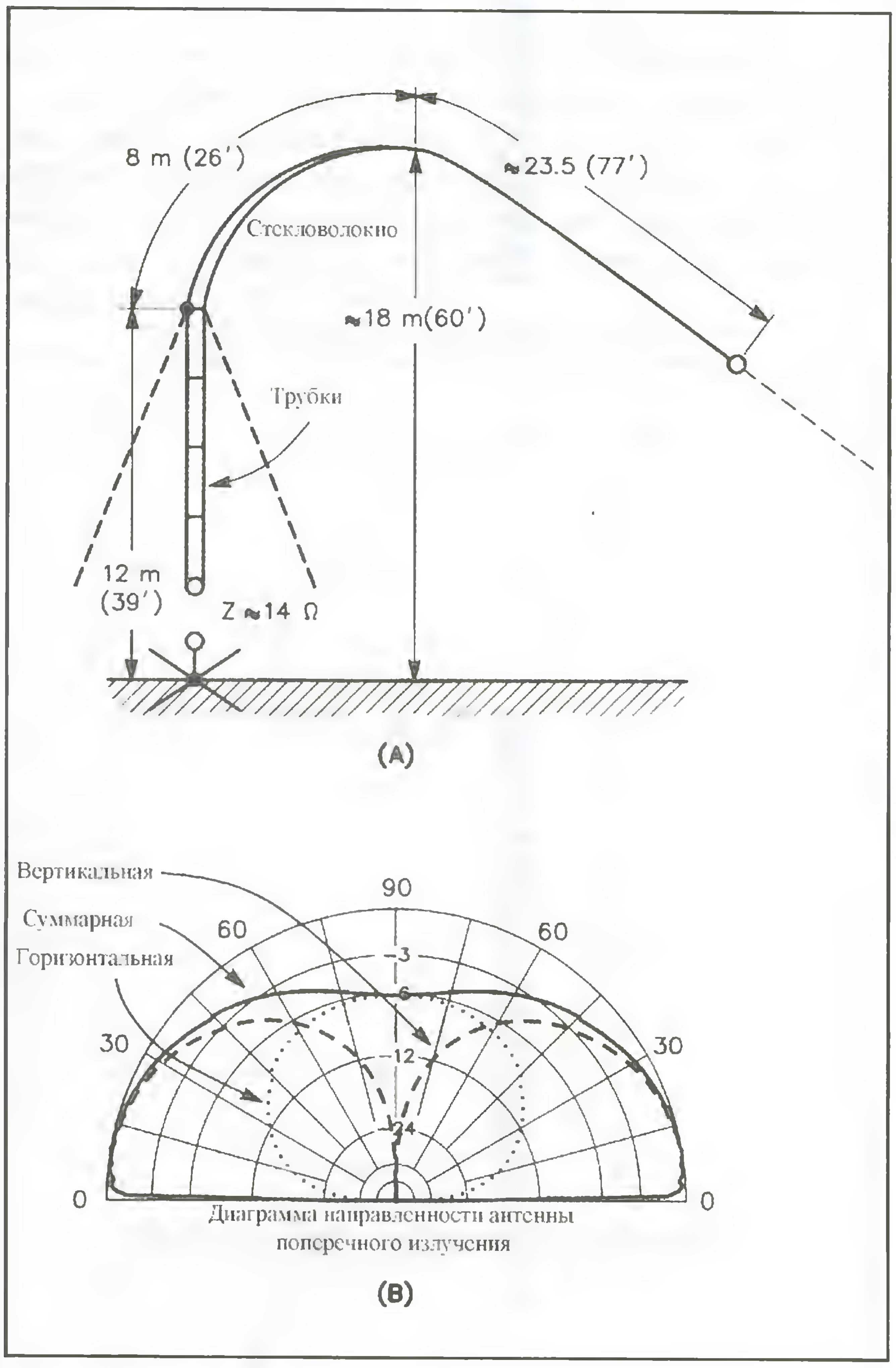


Рис.9.96. AKI Special - типичная 160-метровая инвертированная L, используемая в DXпедициях. Разъемная удочка из стекловолокна (в Европе можно пробрести такую удочку длиной до 12м) используется на вершине 12-метровой алюминиевой мачты. Провод, диаметром 12мм, присоединенный к удочке, спускается к удаленной точке и создает горизонтальную часть антенны. Диаграмма направленности представлена над соленой водой (Там, где DXеры в экспедициях на острова устанавливают эти антенны).

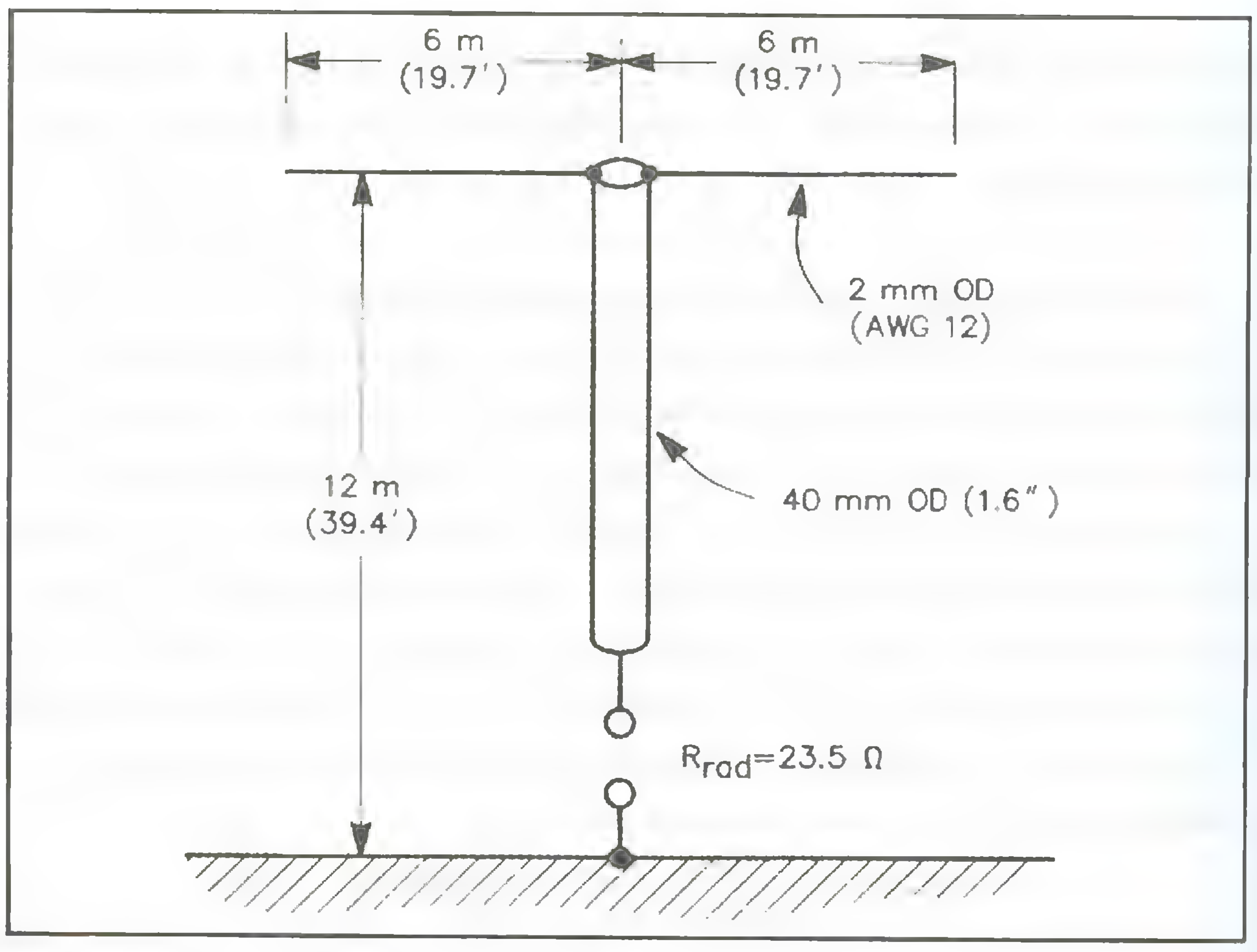


Рис.9.97. Т – антенна с токовым возбуждением, длиной 1/4λ для частоты 3.5. МГц.

На фотографии показана 80-метровая четвертьволновая вертикальная антенна с концевой нагрузкой в форме Т разработанная мной для использования на Heard Island (VK0IR). Нижняя часть состоит из нескольких секций, сделанных из алюминиевых труб общей длиной приблизительно 9м. Верхняя часть представляет собой 7 метровую удочку из стекловолокна с проводом, проведенным внутрь. С верхнего конца провода наклонная горизонтальная секция работает в качестве емкостной «шляпы» и приводит антенну к резонансу на 80 метрах. Эта антенна первоначально использовалась на 80 метрах SSB. В ней были задействованы два четвертьволновых приподнятых противовеса плюс хороший экран от земли, сделанный из тысяч метров медного провода, лежащего на земле, но не соединенного с системой приподнятых противовесов. Эта антенна была расположена на небольшой платформе, поэтому под ней не было соленой воды, но с этого места можно было беспрепятственно увидеть океан, что способствовало отражению в зоне Френеля. Эффективность этой антенны была отличной, так как сигналы на 80 метрах SSB были на 3-4 единицы громче, чем CW сигналы для которых использовалась четырехсторонняя решетка из коротких вертикальных антенн, нагруженных в центре, стоящих в соленой воде, прямо рядом с пляжем.

Очень похожая 160- метровая вертикальная антенна была с успехом использована с Пальмиры во время той же DX-педиции в 1988г. и во время более недавних DXпедиций в Ogasawara JA5AUC. Расчетное сопротивление излучения этой антенны приблизительно 14Ом. Основной угол излучения (над соленой водой) равен 10°, но, благодаря относительно длинному горизонтальному (наклонному) проводу, излучение под большими углами только слегка ограничивается.

Процедура настройки

Укорачивая наклонный провод, не торопитесь отрезать сразу много (2м – это слишком много).

Установите антенну и присоедините к ней один из популярных антенных анализаторов (MFJ, AEA или Autek) между нижним концом антенны и заземляющей системой. Настройте длину наклонного концевого провода до минимального КСВ. Теперь прочитайте значение сопротивления со шкалы вашего анализатора. Если его значение находится между 35 и 70Ом, то КСВ имеет приемлемое значение (1.5) и вы можете возбуждать антенну напрямую с помощью 50-омной линии передачи. Из разницы между значением R и расчетным значением сопротивления излучения 14 Ом вы сможете рассчитать эффективное сопротивление потерь в заземляющей системе. Если входное сопротивление выше 50 Ом, вам действительно необходимо усовершенствовать систему противовесов. Для 50Ом эффективность должна быть 14/50=28%. Любое значение выше 50Ом будет означать меньшую эффективность. Если вам необходимо идеальное согласование, вы можете использовать L цепь, описанную в разделе 5.7. [1522].

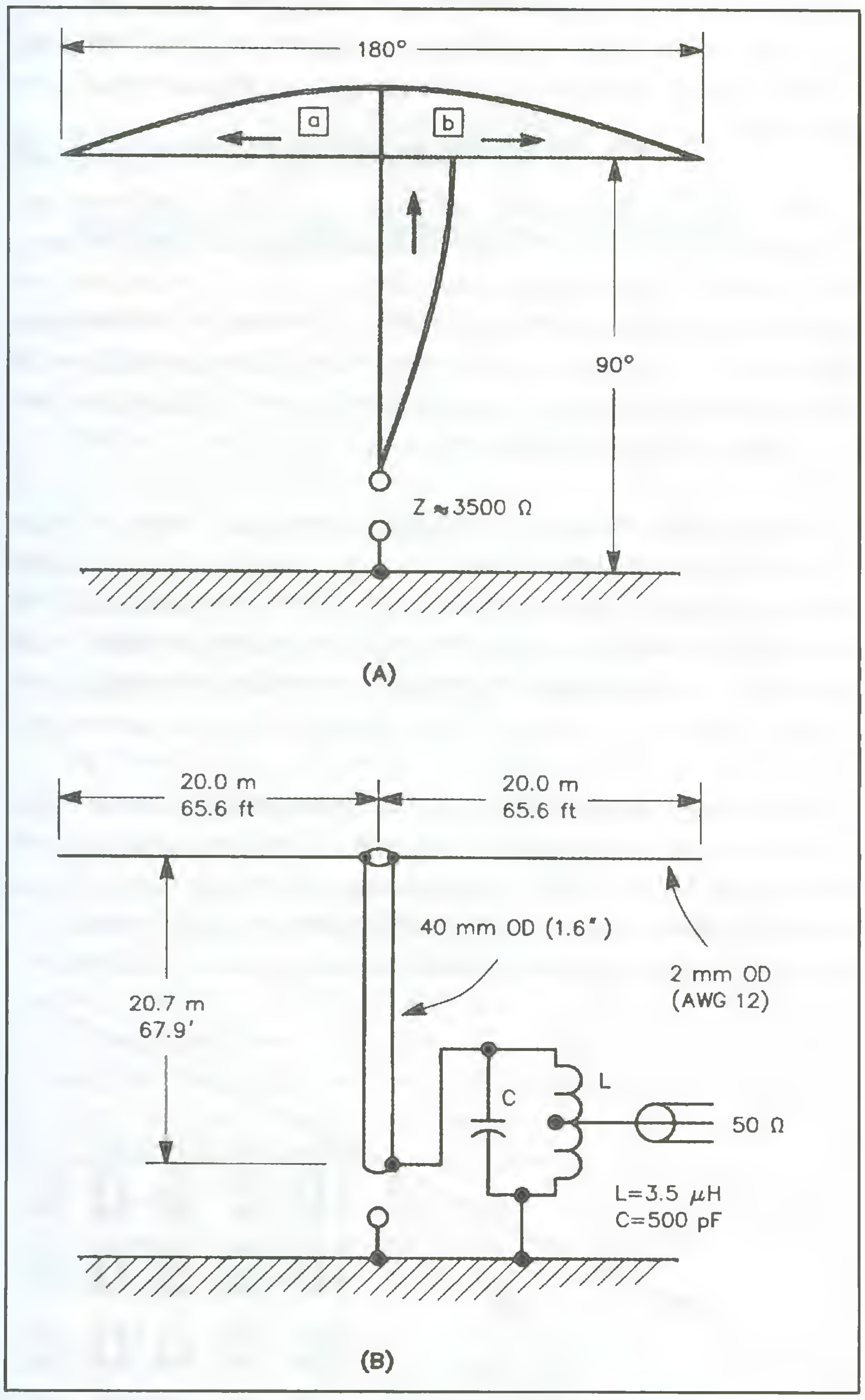


Рис.9.98 Четвертьволновая фидерная вертикальная антенна для 80 метров (также называемая инвертированной вертикальной антенной) с полуволновой концевой нагрузкой. T – провод имеет двойное назначение: обеспечивает низкое сопротивление на конце вертикальной антенны и существенно погашает горизонтально поляризованное излучение (область A = области B, следовательно, излучения нет). C – 500 pF, L – 3.5 µH.

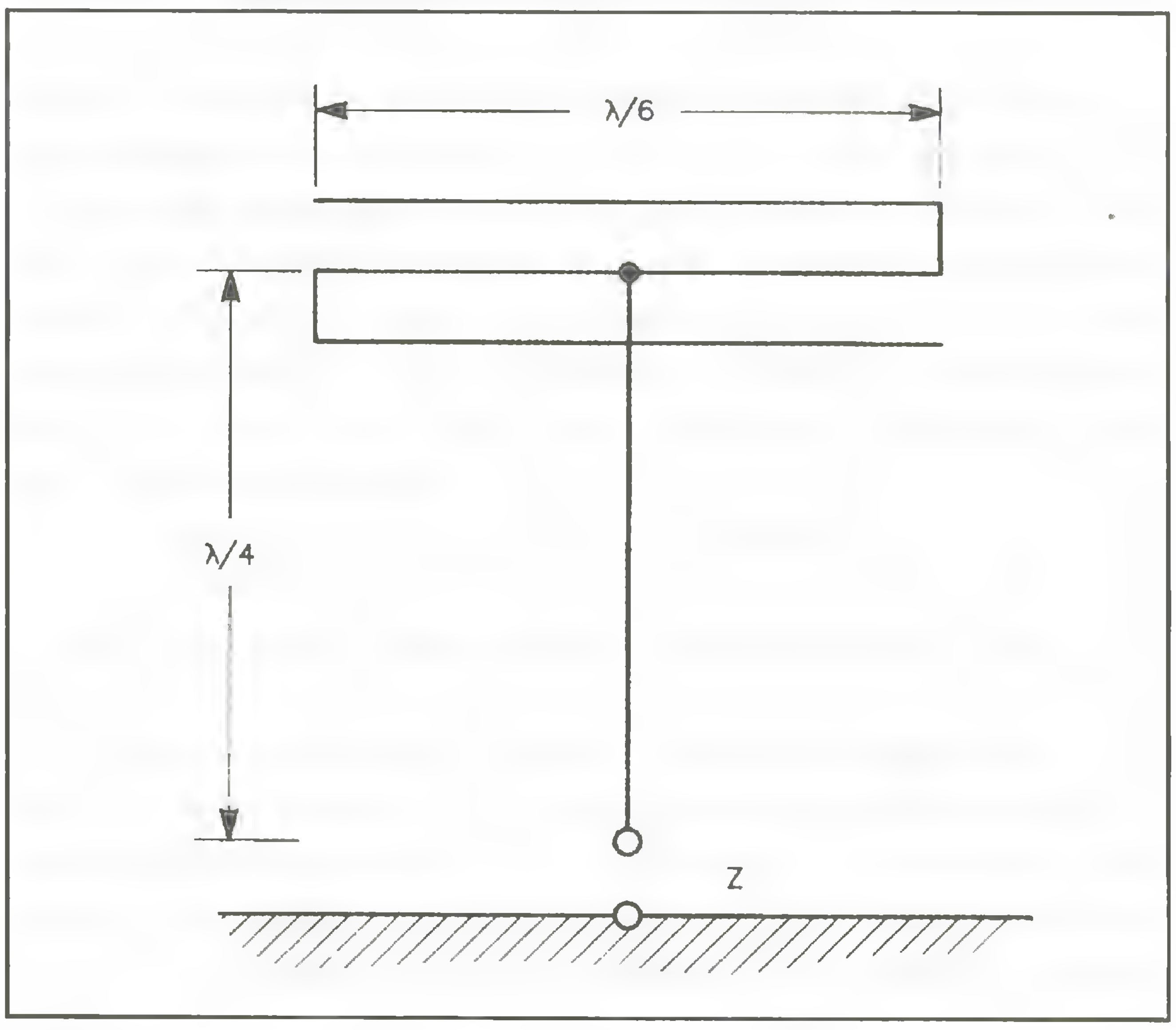


Рис.9.99. Четвертьволновая фидерная T-антенна с полуволновой концевой нагрузкой согнутой для того, чтобы расстояние от одного конца нагрузки до другого не превышало 1/6λ. Распределение тока в согнутой концевой нагрузке таково, что излучение нагруженного конца эффективно погашается. Преимущества этой разработки по сравнению с оригиналом фидерной T-антенны является то, что для нее требуется намного меньше места для концевой нагрузки.

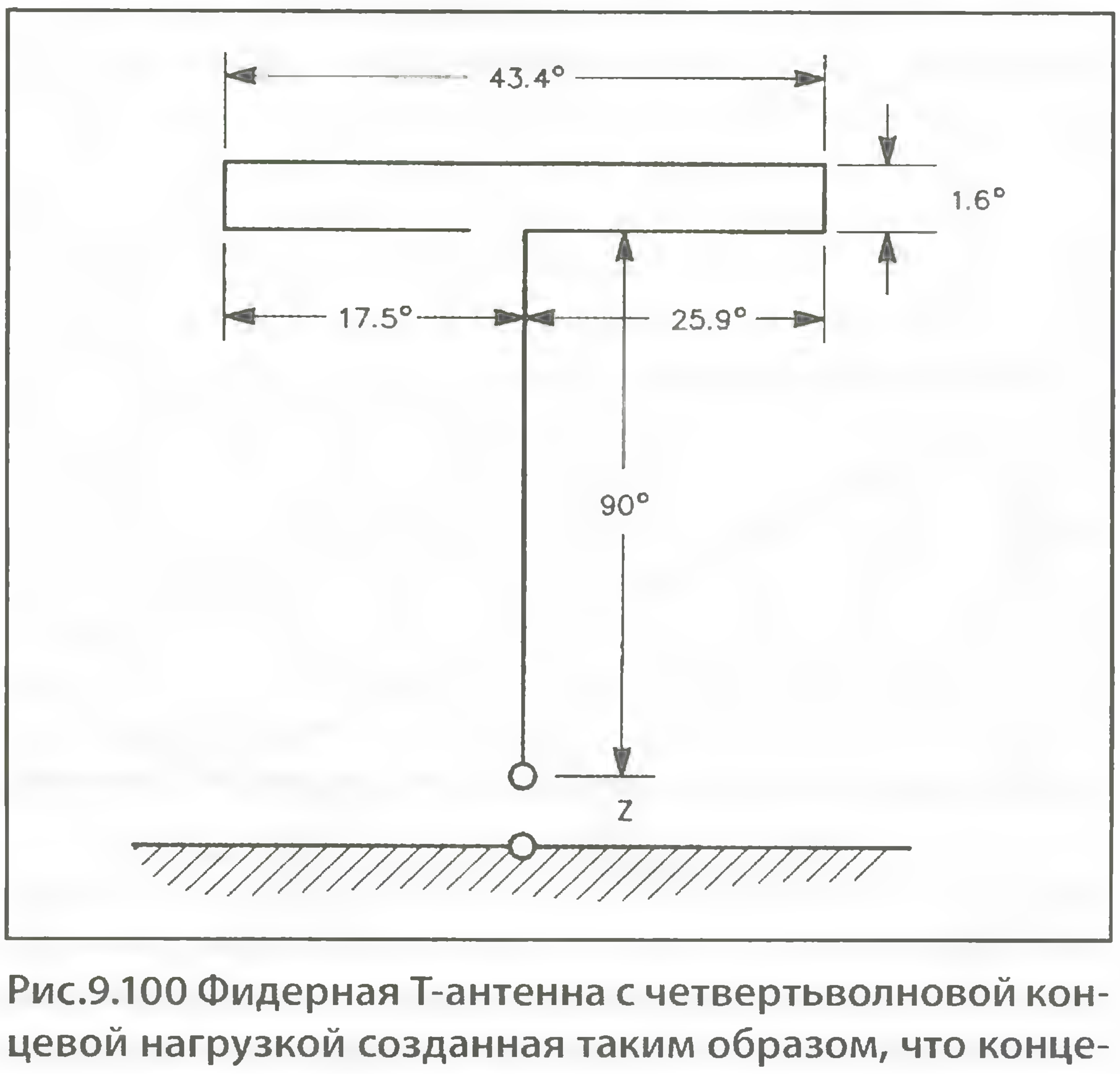


Рис.9.100 Фидерная T-антенна с четвертьволновой концевой нагрузкой созданная таким образом, что концевая нагрузка не излучает совсем.

Получается эффект «воровства» тока из вертикальной части антенны, что (если заземляющая система очень бедная) уменьшает излучение в вертикальной плоскости.

8. Т-антенна.

Т – антенна с токовым возбуждением представляет собой короткую вертикальную антенну с концевой нагрузкой, описанную выше в этой главе. Особое внимание здесь уделяется фидерной антенне и различным структурам концевой нагрузки.

8.1. Антенны с возбуждением током.

Концевая нагрузка в форме Т подробно описывалась в разделах 3.1.2 и 3.6.5 при рассмотрении нагрузки коротких вертикальных антенн. Преимущества горизонтальных систем нагрузки в форме Т для инвертированных L – антенн заключаются в том, что концевая нагрузка не противоречит общей диаграмме направленности. На рис.9.97 показана практическая разработка 12-метровой вертикальной антенны, нагруженной на конце горизонтальным проводом для достижения резонанса на частоте 3.5 МГц.

R_{rad} этой разработки приблизительно равно 23.5 Ом.

На рис.9.53 приведен график для четвертьволновой Т – антенны. Если для одиночной концевой нагрузки недостаточно места, можно использовать два провода под прямыми углами. В этом случае длина провода приблизительно составит 60% длины одиночного провода.

8.2. Т – антенны, возбуждаемые напряжением.

Антенны, возбуждаемые напряжением представляют собой нагруженные вертикальные антенны с минимальным током на уровне земли. Особый случай составляют четвертьволновые вертикальные антенны с полуволновой концевой нагрузкой.

На рис.9.98 показана конфигурация этой антенны и распределение тока. В этом случае сопротивление в основании антенны высокое и полностью активное. Максимум тока находится в вершине антенны. Антенну иногда называют инвертированной вертикальной, так как максимум тока находится в вершине.

Теоретически, в обеих половинах концевой нагрузки такой ток, что излучение от нее нулевое (на практике присутствует небольшое излучение в горизонтальной плоскости). Недостатком этой конструкции является то, что для нее требуется очень длинная концевая нагрузка. На рис.9.98 также показаны размеры такой вертикальной антенны для ее создания на практике на частоте 3.5 МГц.

Hille, DL1VU, значительно улучшил Т – антенну путем сгибания полуволновой концевой нагрузки таким образом, что излучение от нее эффективно погашается.

На рис.9.99 показана конфигурация этой антенны. Можно легко доказать, что область под линией распределения тока для центральной части (длина которой 1/12λ) такая же, как и для оставшейся части нагрузки (длиной 1/6λ). Благодаря способу, с помощью которого согнуты провода, излучение от горизонтальной нагрузки эффективно погашается.

Для самой последней разработки Hille концевой нагрузки типа Т потребуется только одиночный четвертьволновый провод нагрузки. Для того, чтобы погасить все излучение в горизонтальной плоскости от этой концевой нагрузки, четвертьволновый провод сгибается в обратном направлении так, как показано ан Рис.9.100. Заметьте, что концевая нагрузка ассиметрична.

Одиночная четвертьволновая концевая нагрузка выступает в качестве короткого замыкания на верхнем конце вертикальной антенны точно так, как противовесы обеспечивают низкое сопротивление в точке присоединения внешнего проводника коаксиальной линии передачи в случае с антенной граунд плейн (вертикальной антенной).

Hille также описал вертикальную антенну длиной 0.39λ, в которой использована концевая нагрузка длиной ¼λ, описанная выше [7991]. Напряженность поля этой антенны равна напряженности поля 5/8λ вертикальной антенны.

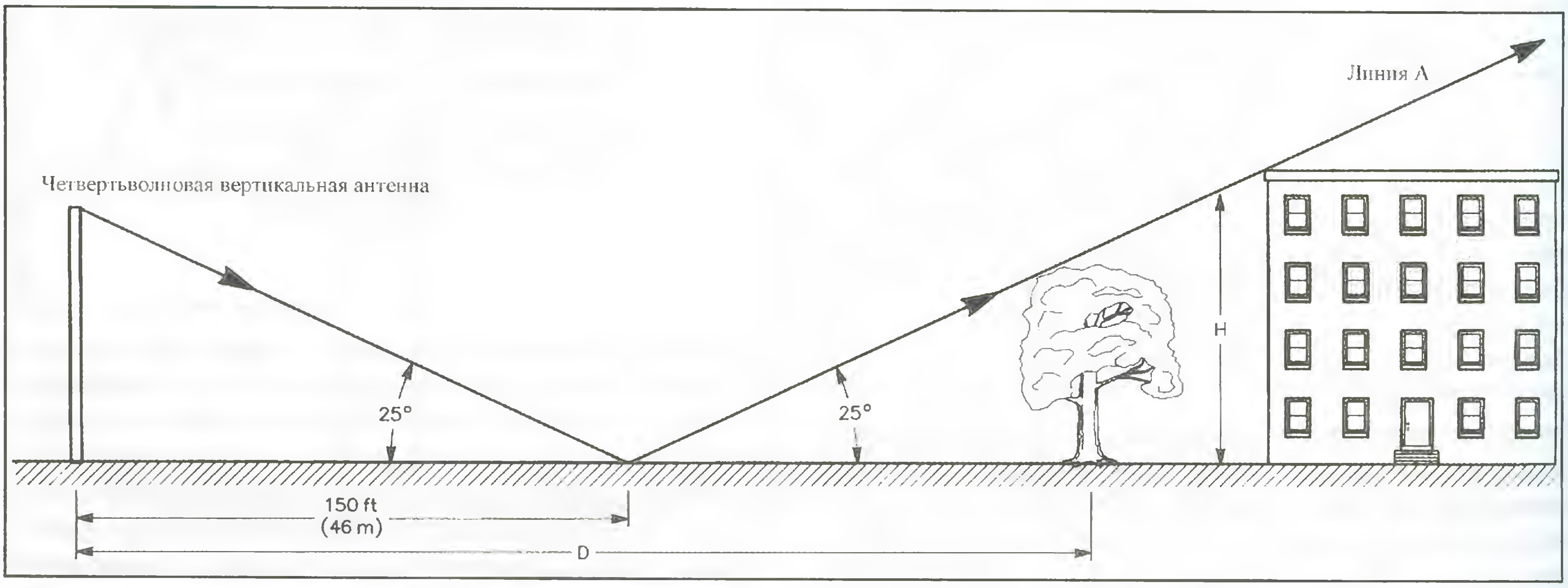


Рис.9.101. Для вертикальной антенны требуется много свободного пространства. Здесь приведены размеры для 3.5 МГц. Для 160 метров все размеры должны быть умножены на 1.9. Все предметы, находящиеся рядом, должны оказаться под линией А. Подробности см. в тексте.

Т – антенну также можно рассматривать как короткую синфазную антенну (обрезанный хвост) без двух вертикальных секций на конце (см. рис.12.18). Что касается самой антенны, она не очень хорошая по сравнению с короткой синфазной антенной, где направленность и усиление получены путем использования трех вертикальных элементов.

8.2.1. Возбуждение антенны.

Т-антенну, возбуждаемую в пучности напряжения, лучше всего возбуждать с помощью параллельно настроенной цепи (см. рис.9.98). Вы также можете подключить коаксиальный кабель к катушке в точке наименьшего КСВ или включить антенну вблизи конца катушки. Подходит любой способ.

8.2.2. Требуемая заземляющая система и система противовесов.

Требования к системе противовесов и к заземляющей системе аналогичны требованиям предъявляемым к полуволновой вертикальной антенне (см. раздел 4.3).

9. Местоположение вертикальной антенны.

Давайте решим вопрос, который так часто нас мучает: «А будет ли вертикальная антенна работать там, где я живу?». Вертикальные антенны для дальней связи в длинноволновом диапазоне, конечно, далеко не компактны, и требуют пространства и хорошей земли. Многие DXеры, работающие на длинных волнах, задавали себе вопрос, а почему же некоторые вертикальные антенны не работают вообще, а другие работают прекрасно? Плохие антенны чаще всего находятся в невыгодных местах. Повторюсь: вертикальная антенна далеко не компактна!

Хорошая вертикальная антенна занимает большие площади. В дополнение, на этой площади должна быть хорошо проводящая ВЧ земля!

Стандартное количество полуволновых заглубленных противовесов для максимально хорошего качества излучения – 120. Это означает, что для 80 метров вам понадобится участок земли площадью 80 х 80 метров, на котором разместятся все противовесы. Противовесы обеспечивают путь возврата тока с минимальным сопротивлением для достижения эффективной работы антенны. Тот же эффект может быть получен всего лишь с несколькими четвертьволновыми противовесами если речь идет об эффективности излучения.

Область под концами противовесов очень важна, так как здесь происходит отражение под малым углом на уровне земли (зона Френеля). Здесь определяется эффективность отражения.

На рис.9.101 показано, сколько свободного пространства потребуется для четвертьволновой вертикальной антенны, возбуждаемой в пучности тока, для нормальной работы. Если предположить, что заземляющая система четвертьволновой вертикальной антенны идеальна, то волновой угол будет равен 20-25°. ВЧ, излучаемые из вершины четвертьволновой вертикальной антенны под углом 25°, достигнут земли на расстоянии около полуволны от основания, отразившись под углом 25° (основной волновой угол). Здесь вы можете увидеть, что противовесы, длиной в 1 волну, начинают влиять на излучение вертикальной антенны под очень малым углом, но для действительно малых углов это происходит на очень дальних расстояниях!

На расстоянии менее ½ λ от вертикальной антенны большая часть отражения будет происходить от поверхности, ответственной за формирование излучения под углом 25° (главным углом) четвертьволновой вертикальной антенны. Следовательно, за пределами этой точки свободная трасса необходима для лучей под малыми углами, чтобы получить максимальное излучение под небольшими углами. Ясно, что даже для малых углов излучения качество земли даже на больших расстояниях остается очень важным. Как объяснялось выше, это, конечно, в большей степени относится к «длинным» вертикальным антеннам (например, к полуволновым), где отражение Френеля начинается на расстоянии 100λ от антенны (для волновых углов не менее 0.25°).

Из рис.9.101 следует, что на расстоянии ближе 1λ от антенны не должно быть предметов выше ее. Более мелкие преграды могут находиться немного ближе, если их размер позволяет им не вмешиваться в отражение энергии от земли под малым углом на расстоянии ½ λ от основания вертикальной антенны.

Для четвертьволновой вертикальной антенны максимальная высота предмета, находящегося поблизости, может быть рассчитана с помощью следующей формулы:

$$h_{\max}(\textit{метры}) = (D - \frac{468}{f})\tan\alpha \ ,$$

где D = расстояние от предмета до основания антенны, в тех же единицах, что и h

f = частота, МГц

α = волновой угол в градусах (25° - старое доброе правило большого пальца)

Это означает, что, например, в точке, находящейся на расстоянии 60м от 3.5 МГц антенны, максимальная высота предмета не должна превышать 9.1м. А что насчет деревьев, находящихся ближе? Деревья могут быть как достаточно хорошими проводниками, так и элементами, в которых происходят значительные потери ближнего поля антенны. В литературе описан случай, когда сопротивление излучения четвертьволновой вертикальной антенны с великолепной заземляющей системой оказалось значительно ниже ожидаемого. Оказалось, что деревья в самой прилегающей к антенне области были сильно с ней связаны и значительно уменьшали сопротивление излучении антенны. При таких обстоятельствах, когда происходит не контролируемое связывание с элементами, в которых происходят значительные потери, результаты работы антенны далеки от ожидаемых. Конечно, если деревья достаточно коротки по сравнению с длиной волны (четвертью длины волны), можно предположить, что потери от такого взаимодействия будут минимальными.

Даже если соседние предметы, такие как деревья, будут не в резонансе, они всегда будут поглощать часть ВЧ энергии. Другими объектами, которые наверняка будут влиять на работу вертикальной антенны, являются соседние антенны и мачты. Если сопротивление излучения вертикальной антенны ниже ожидаемого, виной тому можно считать взаимное связывание. Другими способом проверки связывания с другими антеннами является попеременное открывание и короткое замыкание линии передачи подозреваемой антенны. При этом необходимо наблюдать за изменением КСВ или сопротивления излучения вертикальной антенны. Если при этом происходят какие-либо изменения, у вас проблемы. Проверка резонанса мачт описана в разделе 7.

Возможно, вам кажется удивительной потребность вертикальной антенны в таком количестве площадей. Большинство любительских вертикальных антенн далеки от идеала, а хорошая работа антенны может быть достигнута путем внесения изменений на практике, но создатель вертикальной антенны должен понимать, какие моменты важны для оптимальной работы и почему.

10. 160-метровые антенны для DX-педиций.

Я разговаривал с на огромных расстояниях с известными DXпедиторами, которые были особенно успешными в длинноволновом диапазоне. Я бы хотел поделиться основными правилами, касающимися низких частот с будущими DXпедиторами.

Если вы находитесь на острове, разместите станцию на той стороне острова, где находится самый сложный канал или где ваша станция будет развернута к наибольшему количеству станций (например, если вы на острове в южной части Индийского океана, попробуйте разместиться на юго-западном берегу острова, выходящего как на Европу, так и на Северную Америку). Всеми способами постарайтесь придвинуть вашу антенну как можно ближе к соленой воде (или установите ее в воде или над водой). Это поможет вам уменьшить угол псевдо Брюстера и обеспечить хорошее излучение под малым углом.

До тех пор, пока у вас есть поддержка длиной не менее 30 метров, используйте вертикальную антенну. Хорошим выбором будут Battle Creek Special, BC Trapper, AKI Special, Titanex V160E или любая другая инвертированная L антенна, для которой вы должны постараться сделать вертикальную часть как можно более длинной. Длина вертикальной части должна быть не менее 15м. 12м – абсолютный минимум для 160 метров. Если в округе есть деревья, попробуйте забраться на самое высокое из них и установить разъемную удочку из стекловолокна (их длина обычно 12м) для того, чтобы увеличить эффективную длину поддержки. Используйте максимальное количество противовесов. Пусть они спускаются в соленую воду. Очень тонкий провод подойдет, если вы будете использовать много противовесов (ток будет поделен на большое количество проводов). Небольшая шпулька из эмалированного медного провода диаметром 28мм может держать большое количество провода и занимает мало места. Также хорошо использовать двухпроводные приподнятые противовесы, что позволяет легко переходить от CW к телефонному участку путем регулирования длины двух противовесов (см. также раздел 6.7.1.)

Вертикальные антенны Titanex очень особенные, так как они сделаны из сплава титана и алюминия, который обладает высокой прочностью и мало весит. Длина модели вертикальной антенны V160E 26.7 метров, а весит она всего 7.5 кг. Максимальная длина секции всего 2.1м, то есть вся антенна может быть легко установлена двумя или тремя людьми. Это, наряду с небольшим весом антенны, делает ее очень привлекательной для использования в DXпедициях. Растяжки сделаны из 2-мм кевлара и установлены на 6м, 9м, 12м, 15м и 18м. Верхние 8 м вертикальной антенны свободно качаются на ветру. При общей длине 26м эта антенна имеет хорошее сопротивление излучения, равное 12Ом, что на 50% больше, чем у Battle Creeek Special (которая, конечно, на 10м короче!). Антенна 3/8 λ на 80 метрах и 5/8λ на 40. Также, на 40 метрах эта антенна, установленная над соленой водой становится антенной-убийцей. Длина вертикальной антенны V80E «всего» 20м, R_{rad} = 8.5 Ом, что неплохо для, что практически равно R_{rad} Battle Creek Special. Вес V80E (см. Рис.9.102) равен всего 6.5 кг! Titanex также снабжен трехдиапазонной коробкой согласования с переключателем, которая дает значение КСВ 1:1 на трех низких частотах. Дополнительную информацию можно получить на сайте **http://www.qth.com/titanex**. Антенны Titanex представляют собой дорогостоящее чудо механики и успешно используются во многих экспедициях (например, VK9CR, VK9XY, C56CW, FW201, S21XX, P29VXX,

Рис.9.102 Антенна Titanex V80E на берегу моря у VK9CR, окруженная прекрасными кокосовыми пальмами. Эта специальная вертикальная антенна длиной 26.8 м для DX экспедиций весит всего 7.5 кг и разбирается на секции длиной 2.1 м, идеально для путешествий!

DL7FD/HR3, K7K, K4M, T31BB, 9M0C, TJ1GB, ZL7DK, YJ0ADI, FO0FI, 3B7RF).

Даже не пытайтесь установить антенну Бевериджа недалеко от моря, она не будет работать.

Парни VK0IR не поверили мне. Установили одну. Она никогда не работала. В любом случае, вам едва ли придется иметь дело с большим количеством QRM или индустриальным шумом, которые делают использование направленных антенн практически бессмысленным. Если вы нуждаетесь в направленной антенне, то попробуйте EWE или рамочную антенну K9AY, являющиеся приемными антеннами, которые действительно лучше работают над хорошей землей.

Если у вас есть высокая поддержка, вы можете использовать наклонную вертикальную полуволновую антенну, особенно, если вы находитесь вблизи у моря (см. главу 8 о дипольных антеннах). Наклонные вертикальные антенны создают свое отражение на расстоянии 100 λ от антенны. Если поблизости нет соленой воды а характеристики земли бедные, используйте высокую поддержку для инвертированного V – диполя. Не пытайтесь устанавливать инвертированный V – диполь или другую горизонтально поляризованную антенну на высоту 15 м или меньше. Вся ваша энергия уйдет на очень большие углы излучении.

Вот совет, который я получил от Rudi, DK7PE: Если вы в DX экспедиции в стране с развитым туристическим бизнесом, выберите наиболее высокий отель (в этом смысле отели Хилтон, Шератон или Интерконтиненталь очень хорошо подходят). Опустите диполь с вершины здания на некоторое расстояние от него и протяните линию передачи к себе в комнату, которая должна быть на несколько этажей ниже крыши. Делайте диполь как можно более вертикальным. Это будет наилучшей антенной, если вы окажитесь в такой ситуации.

DK7PE доказал это во время работы из D3CW (Август 92), когда его наклонный диполь был прикреплен на уровне 60 метров над улицей в северном направлении на расстоянии 1λ от Атлантического океана. Сигналы Rudi всегда были S9 в Европе на 160 метрах. Во время последней работы из Эфиопии и Эритреи (9FCW) он доказал это снова. Вся антенная система Rudi, предназначенная для DXпедиций (от 160 до 10 метров) может быть упакована в небольшой чемоданчик. 80% места занимает кабель RG-58. Антенна состоит из отрезков гибкого изолированного провода приблизительной длины с небольшими изоляторами и множества зажимов типа крокодильчик, которые позволяют ему изменять полосы частот. В высокочастотных диапазонах он может собрать из проводов 2-х элементную Яги.

R.E. Tanaka, 9M2AX, широко известный оператор на 160 метрах с дальнего востока, прислал мне наброски антенн, которые он использует на 9M2 и которые он использовал работая на 9M8AX. Антенны, которые использует Ross, могут быть установлены на любом высоком здании отеля и представляют собой отличную возможность для DXпедиций на 160 метрах. На рис.9.103 и 9.104 показаны схемы двух антенн и их диаграммы направленности. Система противовесов, занимающая всего один квадрант (90°), дает замечательную составляющую излучения под боль-

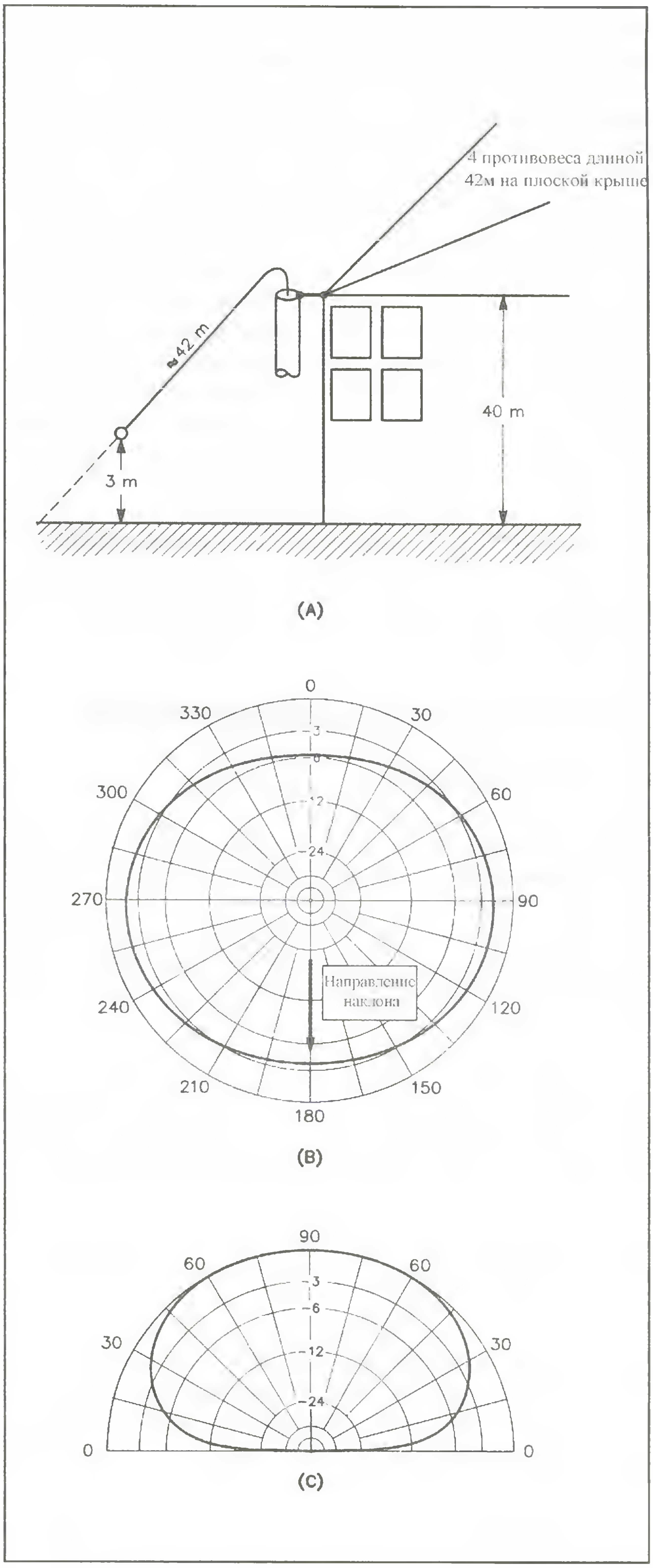


Рис.9.103. Конфигурации и диаграммы направленности инвертированных четвертьволновых наклонных антенн, используемых 9M2AX. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости для угла подъема 30° показана на B. На C приведена диаграмма направленности в вертикальной плоскости. (Диаграмма направленности в вертикальной плоскости взята в направлении 90-270°, как и диаграмма направленности в горизонтальной плоскости). Заметим, что излучение под большим углом относительно велико. Использование двух последовательно расположенных противовесов значительно улучшит ситуацию.

шим углом в версии 9M2AX. Излучение под малым углом также четко выражено. Моделирование инвертированной наклонной вертикальной антенны в QTH 9M2 дает входное сопротивление приблизительно 75 Ом. Конфигурация 9M8AX представляет собой инвертированную L антенну с наклонной концевой нагрузкой. Сопротивление, рассчитанное с помощью моделирования равно приблизительно 60 Ом. Излучение под малым углом этой антенны лучше, чем излучение версии 9M2AX, которое является нормальным. Для того, чтобы исключить излучение под большим углом для 9M2AX необходимо установить всего два противовеса (последовательно друг за другом) таким образом, что излучение этих двух проводов будет погашаться. Противовесы не предназначены для создания заземляющей плоскости, а служат для того, чтобы снизить сопротивление в точке присоединения внешнего экрана линии передачи. Один четвертьволновый противовес выполнит эту функцию, но при этом будет излучать горизонтальную составляющую. Два последовательно расположенных противовеса обеспечат низкое входное сопротивление, но не будут излучать в горизонтальной плоскости совсем.

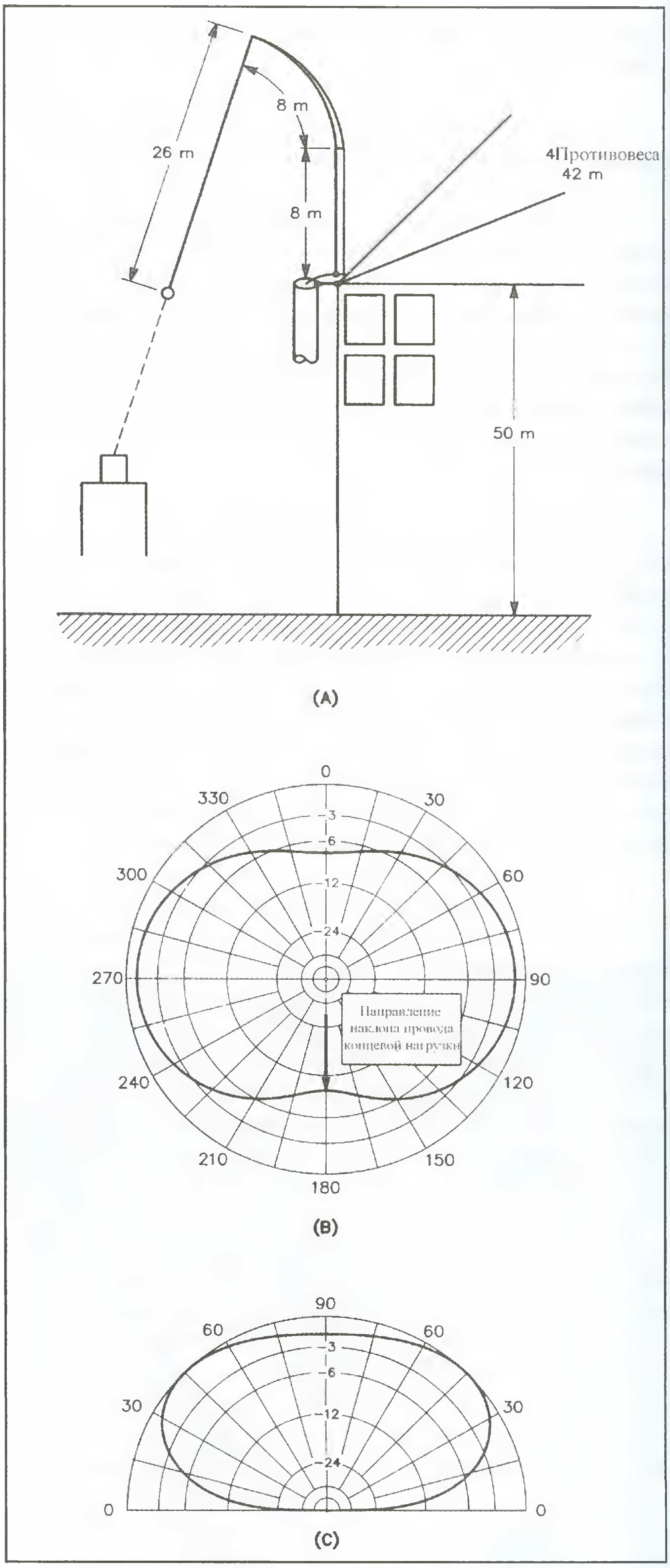


Рис.9.104. Конфигурации и диаграммы направленности инвертированных четвертьволновых наклонных антенн, использованных 9M2AX во время его экспедиции их Восточной Малайзии (Саравак) в качестве 9M8AX. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости показана на B, в вертикальной – на C. (Диаграмма направленности в вертикальной плоскости взята в направлении 90-270°, как и диаграмма направленности в горизонтальной плоскости). Антенна была установлена на краю 50-метровой плоской крыши . Четыре четвертьволновых противовеса были уложены на крышу. Длина металлической мачты плюс удочки из стекловолокна составляет 16м. Падающий провод настроен на минимальный КСВ в резонансе.

11. Покупка вертикальной антенны.

Я искренне надеюсь на то, что эта глава, посвященная вертикальным антеннам, вдохновила вас на создание вашей собственной. Вы даже представить себе не можете, насколько больше удовлетворения вы получите от той вещи, которую вы разработали и сделали своими собственными руками, чем от вещи широкого потребления, которую вы купите в магазине.

В любом случае, если вы не решаетесь сделать свою собственную антенну (вы не знаете, что теряете!), предлагаю вам использовать следующие правила при выборе вашей новой длинноволновой вертикальной антенны:

1. Большинство компаний, рекламирующих свою продукцию, сильно преувеличивают качество ее работы.

2. Короткая вертикальная антенна с широкой полосой частот означает то, что при ее работе происходит множество потерь. Широкая полоса частот короткой антенны прямо указывает не ее неэффективность (много потерь).

3. Эффективность вертикальной антенны в первую очередь определяется ее физической длиной.

4. Эффективна лишь концевая нагрузка.

5. Вертикальная антенна с индуктивной нагрузкой практически неэффективна. 8-метровая вертикальная антенна с нагрузкой в центре (катушка) будет очень плохо работать на 160 метрах.

6. Для того, чтобы работа вертикальной антенны на 160 метрах была на уровне, ее длина не должна быть меньше 14м.

7. Качество составляющих - еще не гарантия качества антенны.

8. Причудливая система возбуждения антенны или петлевые элементы, которые якобы предназначены для уменьшения потерь и повышения эффективности – все ерунда.

9. Производитель 160- метровой вертикальной антенны, который рекомендует использование нескольких противовесов длиной 10м не знает, о чем он вообще говорит.

10. Реклама, приводящая в качестве аргумента тот факт, что продукция используется в правительственных структурах, ничего не доказывает. Помните цепь согласования с «искусственной нагрузкой» Maxcom, которая активно использовалась в вооруженных силах?

11. Производитель, утверждающий, что эффективность его 160-метровой вертикальной антенны длиной 8м 75%, ни слова не говоря при этом о системе ее противовесов (заземляющей системе), рассказывает вам сказки.

12. Производители, продающие свой продукт с помощью истории об одном покупателе, который объездил практически весь мир с одной и той же антенной являются … Ну, впрочем, вы сами знаете. Возможно, с хорошей, сделанной в домашних условиях вертикальной антенной (инвертированной L, BC trapper или 60-футовой мачтой шунтового питания с антенной Яги на конце) он бы и поработал в паре новых стран. В любом случае эта реклама не очень научна.

Становится стыдно, что некоторые публикации для радиолюбителей продолжают приводить описания продуктов, которые не имеют никакого отношения к технике, а являются лишь рекламным трюком с целью увеличения продаж.

$500 на излучатель, длиной 9м – это приличная трата денег. Вы можете приобрести несколько метров алюминиевых труб (раздвижная мачта телевизионного типа, около $70), некоторое количество медного провода для создания концевой нагрузки (плюс $10), возможно, пустую бутылку из-под кока-колы для изоляции (бесплатно) и вы получите ровно 20% от цены готовой антенны, которую вы собираетесь купить. Ваша конструкция не будет работать лучше, но, по крайней мере, вы не будете чувствовать себя ограбленным. А потратить $400 на 160-метровую вертикальную антенну длиной 8м с очень тонкой (а, следовательно, с большими потерями) катушкой индуктивности еще хуже.

Любительское радио – это хобби. Правда, что прогресс в микроэлектронике очень затруднил процесс создания устройств приема и передачи в домашних условиях для радиолюбителя средней руки. Антенны являются одной из областей, где мы сами, применяя собственные знания и опыт, своими собственными силами делаем то же или даже намного лучше, чем коммерческие компании. Так давайте же ухватимся за эту возможность обеими руками и создадим свою вертикальную антенну для длинноволнового диапазона. Это станет для вас первым шагом, я обещаю!

1. КВАДРАТНЫЕ РАМКИ. 2
1.1. Сопротивление. 3
1.2 Диаграммы излучения прямоугольных рамок. 3
1.2.1. Вертикальная поляризация. 3
1.2.2. Горизонтальная поляризация. 4
1.2.3. Сравнение вертикальной и горизонтальной поляризации. 4
1.3. Прямоугольная рамка. 6
1.4. Измерения рамки. 6
1.5. Питание квадратной рамки. 6

2. ТРЕУГОЛЬНЫЕ РАМКИ. 6
2.1. Вертикальная поляризация. 7
2.1.1. Принцип действия. 7
2.1.2. Диаграммы излучения. 8
2.1.2.1. Равносторонний треугольник. 8
2.1.2.2. Сжатая треугольная рамка. 8
2.1.2.3. Треугольная рамка с питанием в углу основания. 9
2.2. Горизонтальная поляризация. 9
2.2.1. Принцип действия. 9
2.2.2. Диаграммы излучения. 9
2.3. Сравнение вертикальной и горизонтальной поляризации. 10
2.4. Размеры. 11
2.5. Питание треугольной рамки. 11
2.6. Коэффициент усиления и угол излучения. 11
2.7. Две треугольные рамки под прямым углом. 12
2.8. Опоры рамки. 12
2.9. Моделирование рамок. 12

3. НАГРУЖЕННЫЕ РАМКИ. 13
3.1. Для 80-метров на участках CW и SSB. 13
3.1.1. Индуктивная нагрузка. 13
3.1.2. Емкостная нагрузка. 14
3.1.3. Полоса частот. 15
3.2. Укороченные рамки. 15

4. БИ-КВАДРАТЫ. 16

5. ПОЛОВИННАЯ РАМКА (HALF LOOP). 17
5.1. Низко-угловая половинная рамка. 17
5.2. Высоко-угловая половинная рамка. 18

6. ПОЛОВИННЫЙ НАКЛОННЫЙ ПРОВОД (HALF SLOPER). 19

10. БОЛЬШИЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

Рамочная антенна с треугольным трансформатором является превосходным примером высокоэффективной антенны. Одноэлементная рамочная антенна используется практически исключительно на низких частотах, когда возможно излучение под малым углом, при наличии одиночной высокой четвертьволновой опоры. Мы убедимся, что вертикально поляризованные рамки на самом деле представляют собой антенные решетки из двух фазированных вертикалей, и что требования к земле для них такие же, как и для любых других вертикально поляризованных антенн.

Это значит, что в случае с низкими треугольными рамками горизонтальный провод тяжело соединяется с землей с потерями, и вызывает значительные потери, если не улучшить заземление путем установки под антенной заземляющего экрана. (См главу 9, раздел 1.3.3 и раздел 2)

Я наблюдал в разных местах, что треугольные рамки не требуют хорошей системы заземления. Это на самом деле правда, как и то, что вертикали с одиночным радиалом не требуют хорошей системы заземления.

Рамочные антенны стали популярны среди 80 метровых DX-еров в последние 25 лет или около того. Окружность круга резонансных рамочных антенн составляет 1λ. Конкретная форма рамки не очень важна. В условиях свободного пространства рамкой с наивысшим коэффициентом усиления, тем не менее, является рамка, имеющая форму, которая покрывает наибольшую область для данной окружности круга. Мы говорим о круглой рамке, которую сложно конструировать. На втором месте стоит квадратная рамка (квадрат), и третье место занимает рамка, имеющая форму равностороннего треугольника (треугольная). [677].

Максимальное значение коэффициента усиления для 1-λ рамки над ½-λ диполем в свободном пространстве приблизительно равно 1.35 dB. Треугольные рамки широко используются на низких частотах при высоте вершины над землей от ¼ до 3/8 λ. На такой высоте вертикально поляризованные рамки намного превосходят диполи или инвертированные V-образные диполи для Dxing с малым углом, при условии хорошей проводимости земли.

В основном, рамки устанавливают плоскостью перпендикулярно к земле. Произведет ли рамка вертикально или горизонтально поляризованный (или их комбинацию) сигнал зависит лишь от питания рамки.

Иногда мы слышим о горизонтальных рамках. Это антенны с плоскостью, параллельно земле. Такие горизонтальные рамки зарекомендовали себя, как отличные принимающие антенны, производящие мало шума. На передаче сигнала они производят излучение под очень большим углом.

1. Квадратные рамки.

Belcher, WA4JVE, Casper, K4HKX [1128], Deitrich, WA0RDX [677], опубликовали исследования, в которых сравнивают горизонтально поляризованные квадратные рамки с диполями. Горизонтально поляризованная квадратная рамочная антенна (Рис.10.1A) может быть представлена в виде двух коротких нагруженных на концах диполей, составленные друг на друга на расстоянии ¼ λ, с вершиной антенны на высоте ¼ λ, и основанием чуть выше уровня земли. Вертикальные провода квадратов не производят фронтального излучения из-за встречного тока в вертикальных частях. Подобным способом, вертикально поляризованную квадратную рамку (рис 10.1B) можно представить в виде двух нагруженных на вершине 1-λ вертикальных диполей, расположенных на расстоянии ¼ λ друг от друга. На Рис.10.1 показано как распределение тока по элементам производит гашение излучения на определенных частях антенны, в то время как излучение из других частей антенны (горизонтально или вертикально составленные друг на друга короткие диполи) усиливается.

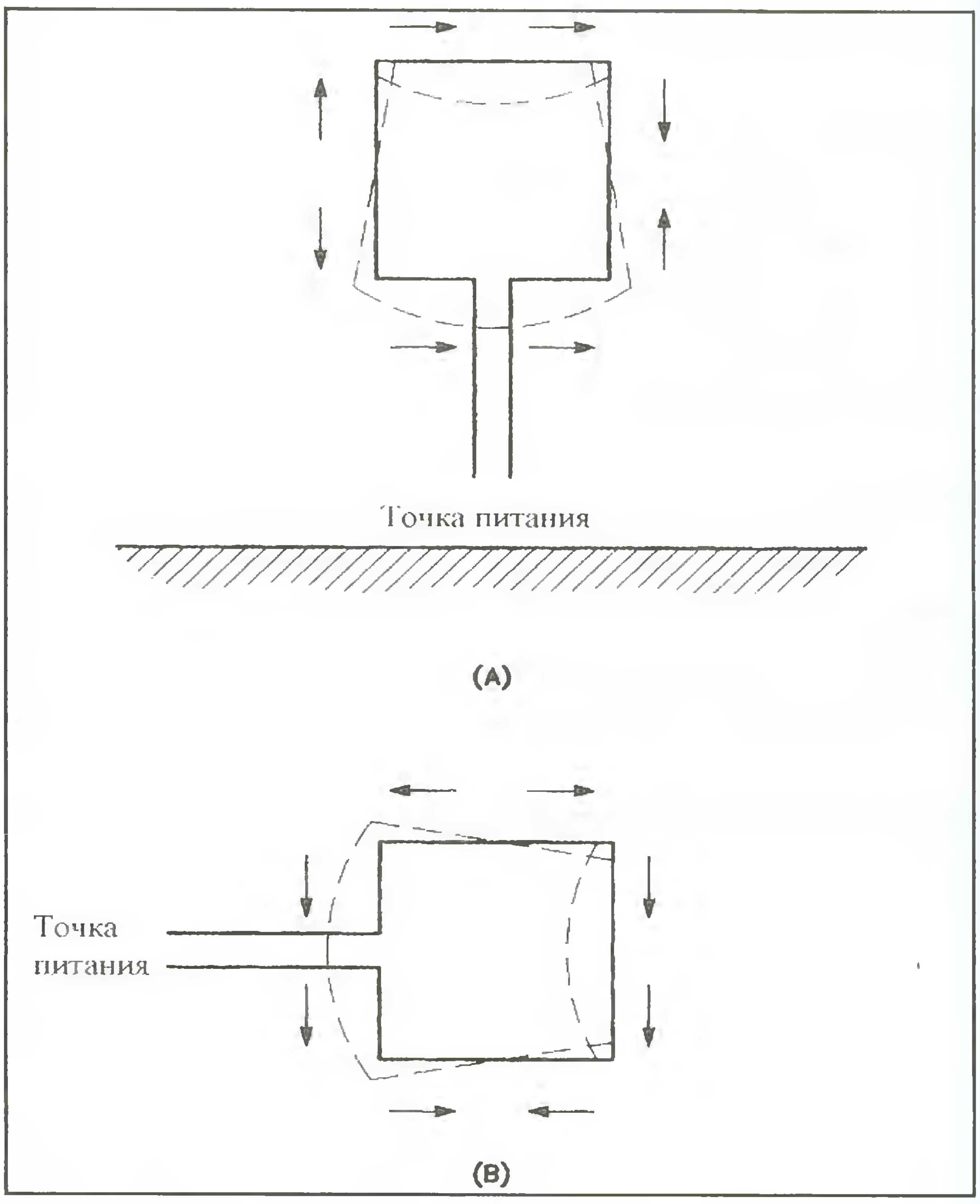


Рис.10.1. Квадратные рамки с периферией 1λ. Распределение тока показано для горизонтальной (А) и вертикальной (В) поляризации. Заметьте как обратные токи в двух ветвях гасят излучение в плоскости этих ветвей, а токи в других ветвях находятся в фазе и усиливают друг друга во фронтальном направлении (перпендикулярном плоскости антенны).

Подключение к питанию прямоугольных квадратов может и для горизонтальной, и для вертикальной поляризации, быть осуществлено путем установки точки питания в центре горизонтального рычага или в центре вертикального рычага. На высоких частотах, где квадраты обычно в два раза выше нескольких длин волны, квадратные рамки обычно запитаны для осуществления горизонтальной поляризации, хотя конкретных причин для этого нет, за исключением, возможно, механической точки зрения. Поляризация сама по себе маловажна на высоких частотах, потому что она становится произвольной после ионосферного отражения.

1.1. Сопротивление.

Сопротивление излучения на прямоугольной квадратной рамке в свободном пространстве приблизительно равно 120 Ω. Сопротивление излучения для квадратных рамок в виде функции их высоты над землей дано на Рис.10.2. Данные значения были получены путем моделирования прямоугольной квадратной рамки в условиях трех типов земли (очень хорошая, средняя и очень плохая проводимость) в программе NEC. MININEC не может быть использована для расчета сопротивления рамки на низких высотах (см. раздел 2.7).

Данные о реактивном сопротивлении могут быть полезны для оценки влияния высоты антенны на резонансную частоту. Рамочная антенна впервые была смоделирована в условиях свободного пространства, чтобы резонировать при 3.75 MHz, и данные реактивного сопротивления были получены с теми измерениями резонансной рамки в условиях свободного пространства.

Для вертикально поляризованной квадратной рамки, резистивная часть сопротивления изменяется незначительно с изменением типа земли под антенной. Значение реактивного сопротивления зависит от качества земли, особенно на низких высотах. Для горизонтально поляризованной рамки, сопротивление излучения в значительной степени зависит от качества земли, особенно на низких высотах. Аналогично и в случае с реактивным сопротивлением.

1.2 Диаграммы излучения прямоугольных рамок.

1.2.1. Вертикальная поляризация.

Вертикально поляризованную квадратную рамку, Рис.10.1B, можно представить в виде двух короткозамкнутых вертикальных диполей с питанием на концах, расположенных на расстоянии ¼ λ друг от друга. Фронтальное излучение из горизонтальных элементов квадрата гасится за счет встречного тока в вертикальных опорах. Угол излучения во фронтальном направлении будет практически такой же, как для вертикальных частей рамки. Конечный угол излучения будет зависеть от качества земли на расстоянии нескольких длин волны от антенны, как и в любом случае со всеми вертикально поляризованными антеннами.

Качество отражающей земли будет также в значительной степени зависеть от коэффициента усиления вертикально поляризованной рамки. Качество земли является важным фактором для любой вертикальной антенны. Это означает, что вертикально поляризованные рамки расположенные близко к земле не будут хорошо работать в условиях плохой проводимости земли.

На Рис.10.2 показаны азимутальная диаграмма излучения и диаграмма излучения в вертикальной плоскости вертикально поляризованной прямоугольной рамки с вершиной на высоте 0.3 λ (провод основания на высоте 0.04 λ). Это очень реалистичная ситуация, особенно на 80 метрах. Рамка излучает отличный сигнал под малым углом (пик лепестка на 21 градусе), в условиях работы над землей со средней проводимостью. Над землей с очень плохой проводимостью, угол излучения будет ближе к 30 градусам. Горизонтальная направленность, Рис.10.3C, дает плохой сигнал, и доходит до 3.3 dB на стороне отклонения под любым углом излучения.

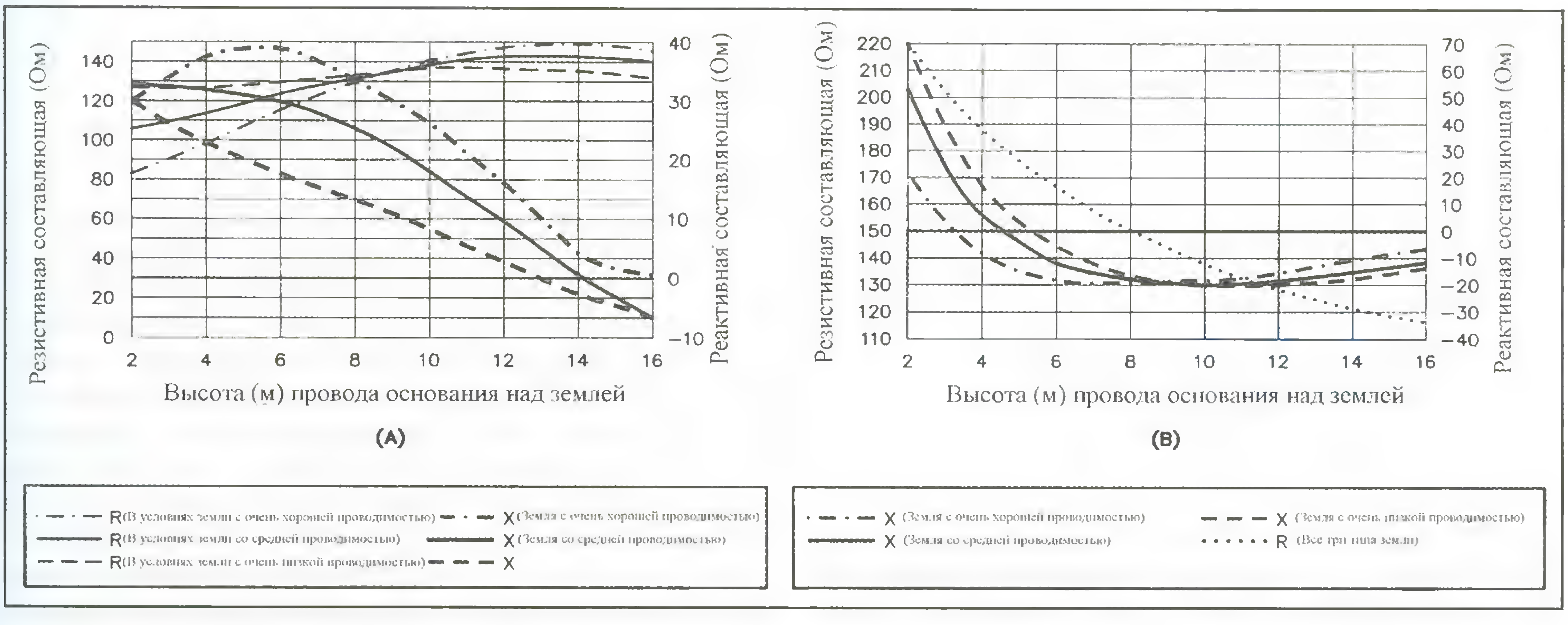


Рис.10.2. Сопротивление излучения и сопротивление в точке питания для квадратных рамок при различной высоте над реально проводящей землей. Сначала размеры рамки получили для резонанса в условиях свободного пространства (реактивная часть сопротивления равна нулю), и эти измерения были использованы для расчета сопротивления над землей. Рис.(A) – для горизонтальной поляризации, и Рис.(B) – для вертикальной поляризации. Анализ проводился с помощью программы NEC при 3.75 MHz.

1.2.2. Горизонтальная поляризация.

Горизонтально поляризованная прямоугольная рамочная антенна (два составленные друг на друга короткозамкнутых диполя) дает угол излучения, который зависит от высоты рамки. Низкие горизонтально поляризованные квадраты (вершина на высоте 0.3 λ) излучает большую часть своей энергии прямо либо рядом с зенитом.

На Рис.10.4 представлены диаграммы направленности для горизонтально поляризованной рамки. Горизонтальная диаграмма направленности, Рис.10.4C, сделана для угла излучения 30 градусов. На малых углах излучения (20 градусов до 45 градусов) горизонтально поляризованная рамка показывает большее отношение вперед-назад (F/B), чем вертикально поляризованная прямоугольная рамка.

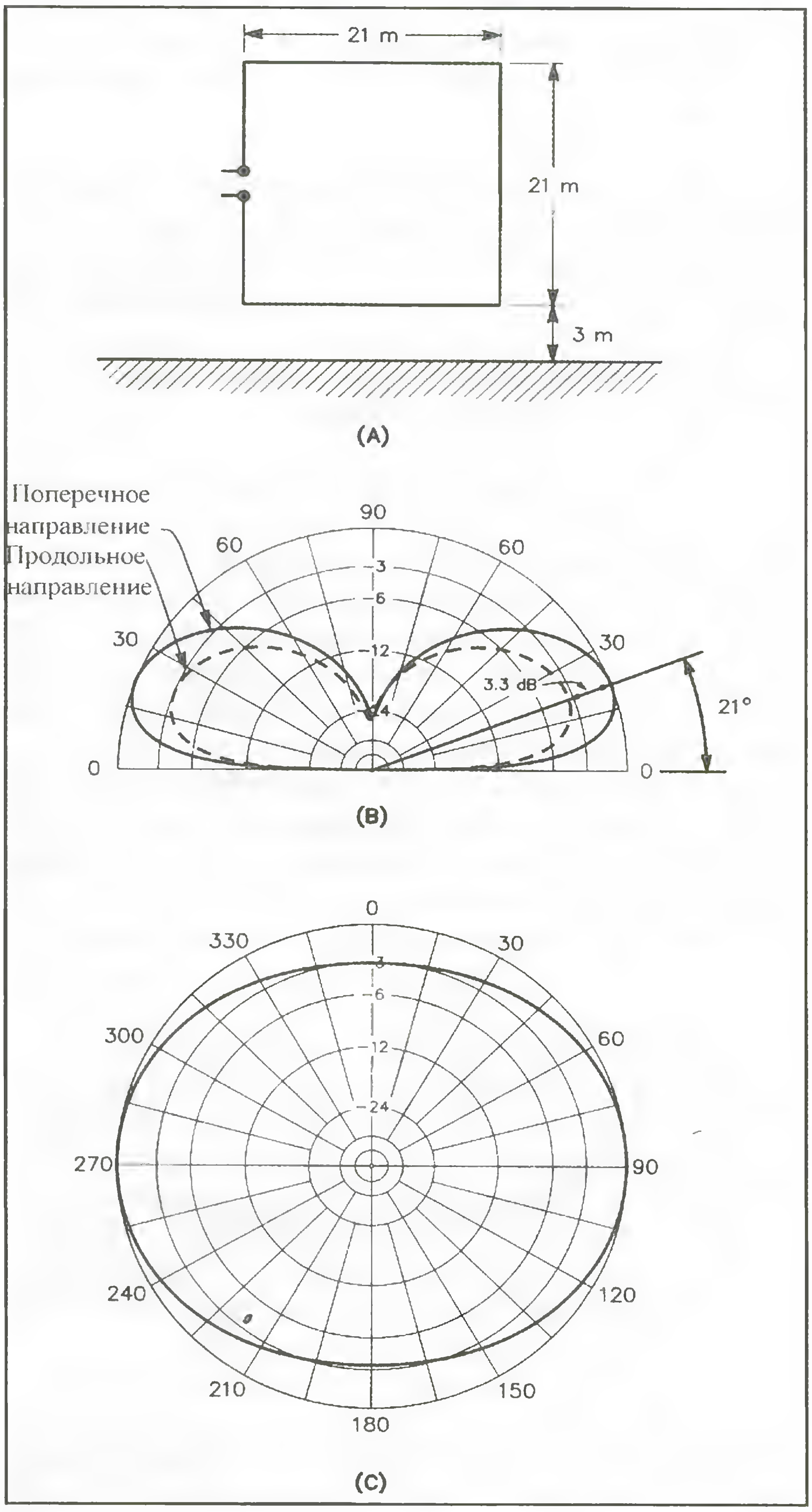

21 m
21 m
3 m
(A)
Поперечное направление
Продольное направление
90
60
60
30
30
-3
-6
-12
-24
3.3 dB
21°
0
0
(B)
0
330
30
300
60
270
90
240
120
210
150
180
-3
-6
-12
-24
(C)

Рис.10.3. На Рис.(A) изображена квадратная рамка, на (B) – ее диаграмма излучения в вертикальной плоскости, на (C) – азимутальная диаграмма излучения. Диаграммы получены в условиях хорошей проводимости земли. Провод основания находится в 0.0375 λ над землей (3 м или 10 футов на 80 метров). На (C) изображена диаграмма для угла излучения 21°.

1.2.3. Сравнение вертикальной и горизонтальной поляризации.

Вертикально поляризованные рамки должны использоваться только в условиях очень хорошей проводимости земли. Установленные под рамкой радиалы не дают никакого результата, если они не намного больше длины волны. Из рис 10.5A мы видим, что коэффициент усиления вертикально поляризованной квадратной антенны, так же как и угол излучения, изменяются незначительно, выражаясь в функции высоты антенны. Это имеет смысл, так как вертикально поляризованная рамка это в первую очередь две фазовые вертикали, каждая с отдельным радиалом. Тем не менее, на коэффициент усиления определенно влияет качество земли. На низких высотах, разница в значении коэффициента усиления между плохо проводящей землей и очень хорошо проводящей землей стабильно в 5 dB!

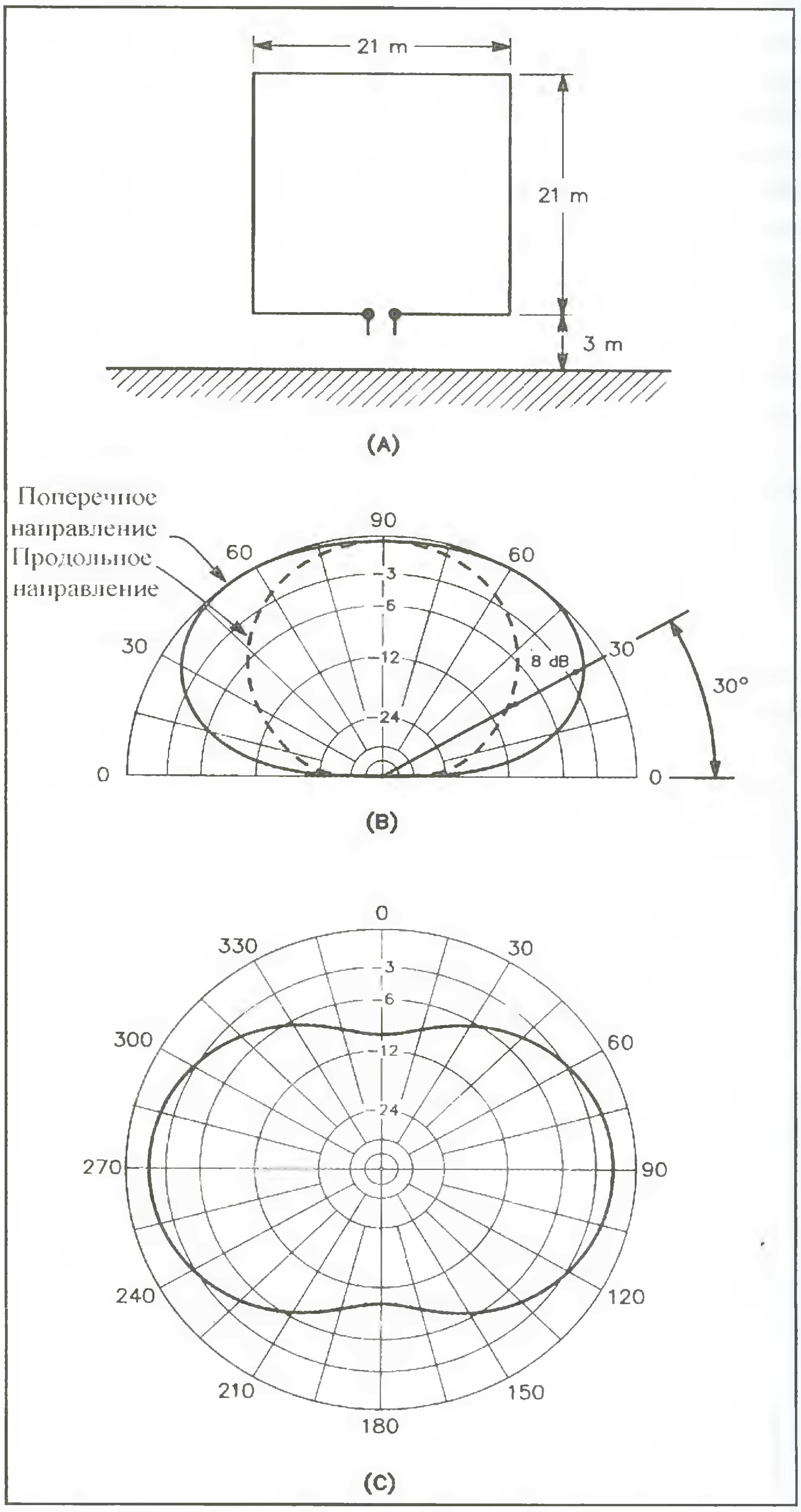

21 m
21 m
3 m
(A)
Поперечное направление
Продольное направление
90
60
60
30
30
-3
-6
-12
-24
8 dB
30°
0
0
(B)
0
330
30
300
60
270
90
240
120
210
150
180
-3
-6
-12
-24
(C)

Рис.10.4. Азимутальная диаграмма и диаграмма излучения в вертикальной плоскости горизонтально поляризованной квадратной рамки на низкой высоте (провод основания находится на 0.0375 λ над землей). Под углом излучения 30° отношение F/S рамки равно приблизительно 8 dB.

Угол излучения для вертикально поляризованной квадратной рамки на низкой высоте (провод основания находится на расстоянии 0.03 λ от земли) варьируется от 25 градусов в условиях над плохо проводящей землей до 17 градусов над очень хорошо проводящей землей.

Я часто натыкаюсь в Интернете на сообщения, что треугольная рамка имеет определенные преимущества по сравнению с вертикальными антеннами (или решетками вертикальных антенн), поскольку рамочной антенне не нужны противовесы. Это утверждение действительно довольно странное. На самом деле, в треугольных рамках (как и в квадратных рамках) элемент, отвечающий за обратный ток, является частью самой антенны, так же как и диполь!

В случае с горизонтально поляризованной квадратной рамкой угол излучения очень сильно зависит от высоты антенны, и на много меньше - от качества земли. На очень низких высотах, главный угол излучения варьируется между 50 и 60 градусами (но довольно постоянен вплоть до 90 градусов), но эти углы излучения абсолютно бесполезны для работы DX.

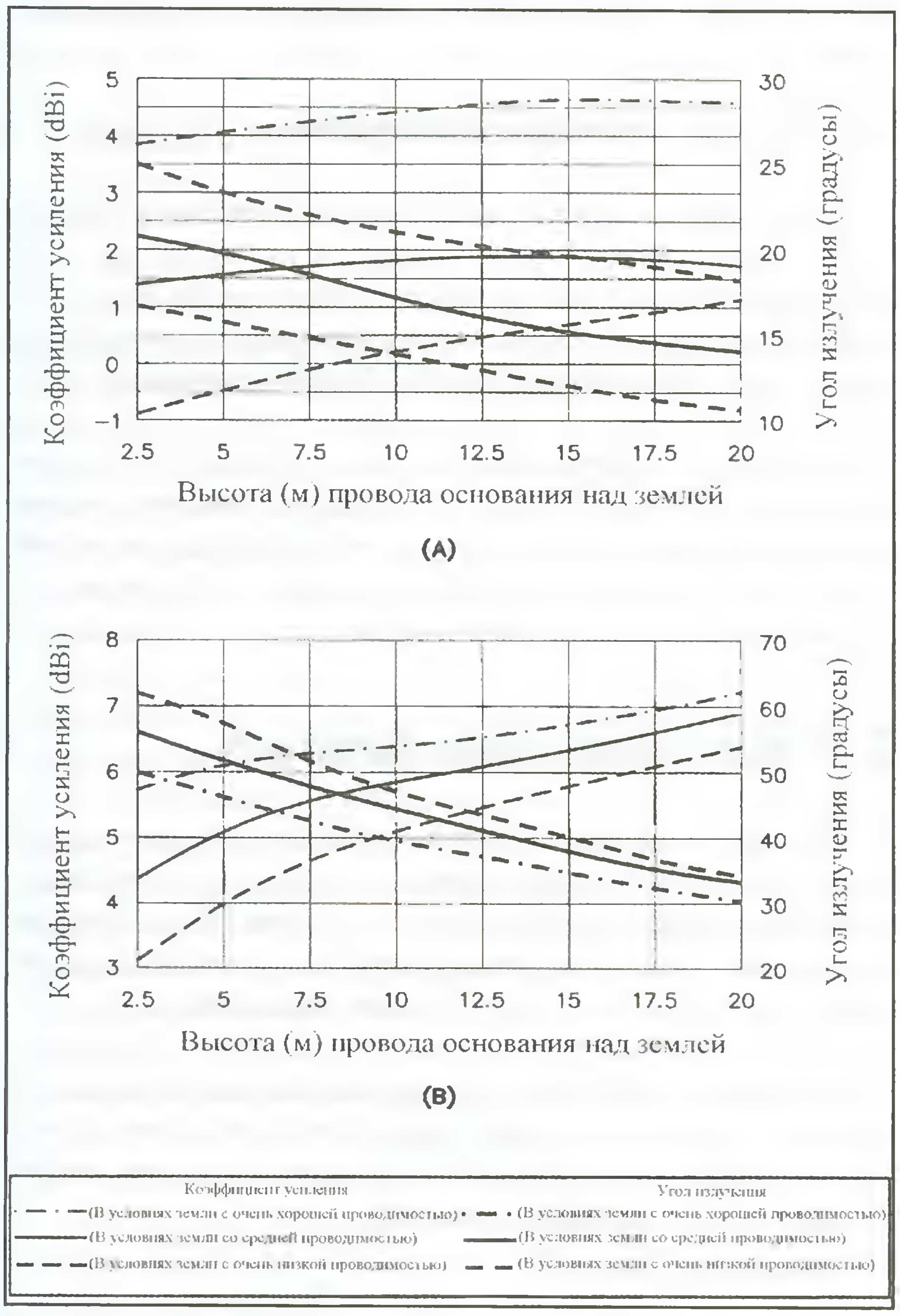


Рис.10.5. Угол излучения и коэффициент усиления горизонтально и вертикально поляризованных квадратных рамок при разной высоте над землей с хорошей проводимостью. На (A) – для вертикальной поляризации, на (B) – для горизонтальной поляризации. Заметьте, что коэффициент усиления вертикально поляризованной рамки никогда не превосходит 4.6 dBi, но ее угол излучения мал для любой высоты (от 14 до 20°). Горизонтально поляризованная рамка может продемонстрировать намного большее значение коэффициента усиления. Моделирование было осуществлено в программе NEC в условиях средней проводимости земли для частоты 3.75 MHz.

Поскольку мы затронули коэффициент усиления, существует разница в значении коэффициента усиления в 2.5 dB для условий с хорошей проводимостью земли и очень плохой, что составляет лишь половину того, что мы обнаружили в случае с вертикально поляризованной рамкой. Сравнивая коэффициент усиления с коэффициентом усиления вертикально поляризованной рамки, мы видим, что коэффициент усиления очень низкой антенны приблизительно на 3 dB лучше, чем для вертикально поляризованной рамки.

Но этот коэффициент усиления существует при больших углах излучения (50 до 90 градусов), тогда как вертикально поляризованная рамка на очень низких высотах излучает под 17 до 25 градусами.

На Рис.10.6 показаны диаграммы излучения в вертикальной плоскости для обоих типов квадратных рамок над очень плохо проводящей землей и очень хорошо про-

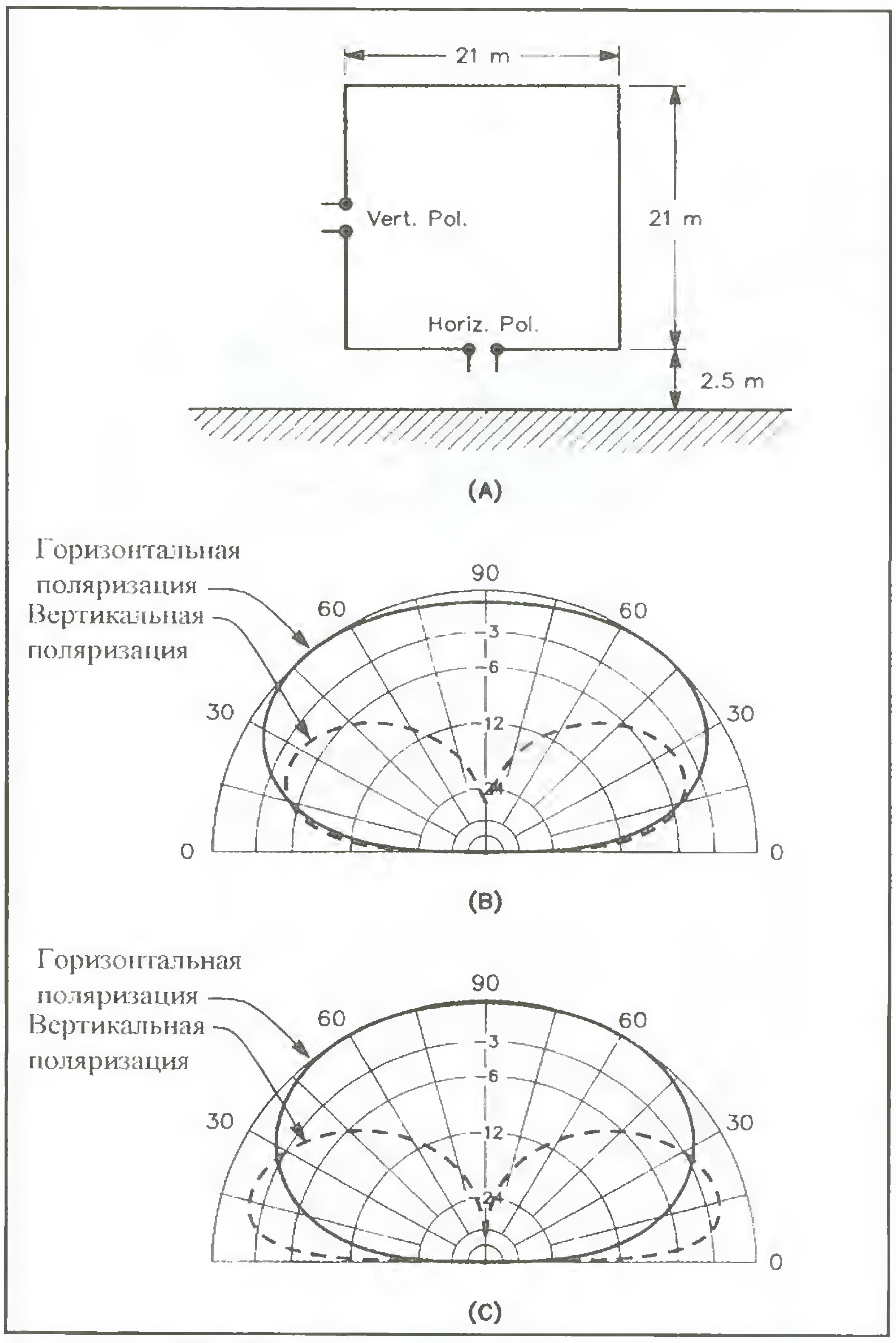


Рис.10.6. Наложенные друг на друга (та же шкала dB) диаграммы излучения для горизонтально и вертикально поляризованных прямоугольных рамок (A) над землей с очень плохой проводимостью (B) и очень хорошей проводимостью (C). При вертикальной поляризации качество земли не играет особого значения, как и для всех вертикалей. Также см. Рис.10.14.

водящей землей по той же шкале dB. В разделе 2.3 представлена более детальная информация.

1.3. Прямоугольная рамка.

Прямоугольную рамку с неравными сторонами можно успешно использовать на низких частотах. Сильный сигнал часто посылает 5N0MVE из Нигерии с помощью такой вот рамочной антенны. Отдельный элемент прямоугольной рамки растянут между двумя 30 метровыми кокосовыми пальмами, приблизительно на расстоянии 57 метров друг от друга в лесах Нигерии. 5N0MVE использовал эту конфигурацию и подсоединил питание рамки к центру одной из вертикальных частей. Он первый попробовал подключить к этой конфигурации питание для горизонтальной поляризации, но сказал, что она тогда плохо работает. Вертикальная и горизонтальная диаграммы излучения для этой прямоугольной рамки над хорошо проводящей землей показаны на Рис.10-7. Горизонтальная направленность составляет около 6 dB (отношение F/S).

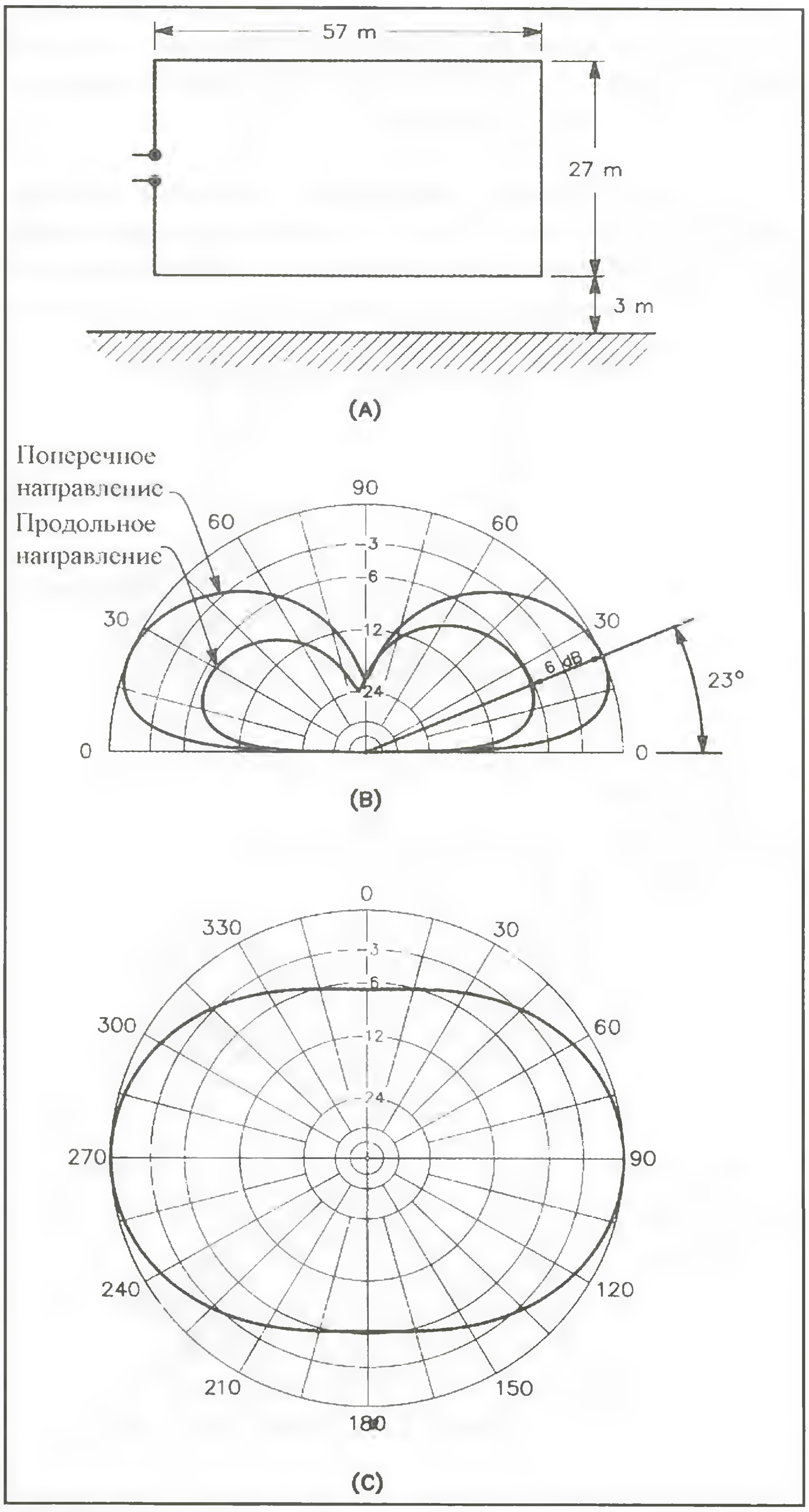


Рис.10.7. На (A) изображена прямоугольная рамка с основанием приблизительно в двое больше высоты вертикали. На (B) и (C) – вертикальная и горизонтальная диаграммы излучения, полученные в условиях над землей с хорошей проводимостью. Размеры рамки рассчитаны на резонанс при 1.83 MHz. Азимутальная диаграмма на (C) получена для угла излучения 23°.

Я проанализировал антенну. Примечательно, что даже в условиях свободного пространства сопротивление двух разновидностей этой прямоугольной рамки различно. При питании в центре короткой стороны (27 метров) сопротивление излучения при резонансе составляет 44 Ω. При питании в центре одной из длинных сторон (57 метров) сопротивление составляет 215 Ω. В условиях над реально проводящей землей сопротивление в точках питания различно для обеих конфигураций, и в зависимости от качества земли сопротивление варьируется от 40 до 90 Ω.

1.4. Измерения рамки.

Общая длина для резонансной рамки приблизительно на 5-6% больше длины волны в условиях свободного пространства.

1.5. Питание квадратной рамки.

Точка питания квадратной рамки расположена симметрично, независимо от того, находится ли она в середине вертикального или горизонтального провода. В этом случае необходимо использовать симметрирующее устройство (balun). Симметрирующие устройства описаны в главе 6.

В качестве альтернативы можно использовать воздушные линии питания (450-Ω линии). Воздушная линия питания имеет преимущество являясь легковесным решением. С помощью тюнера вы сможете покрыть широкий диапазон частоты, не идя на компромиссы.

2. Треугольные рамки.

Как вертикальный V-диполь был описан как poor man's dipole, так и треугольную рамку можно представить как урезанную квадратную рамку. Благодаря своей форме, треугольная рамка вершиной вверх очень популярна для низких частот; ей необходима только одна опора.

В условиях свободного пространства равносторонний треугольник дает наивысшее значение коэффициента усиления и наивысшее сопротивление излучения для конфигурации с трехсторонней рамкой.

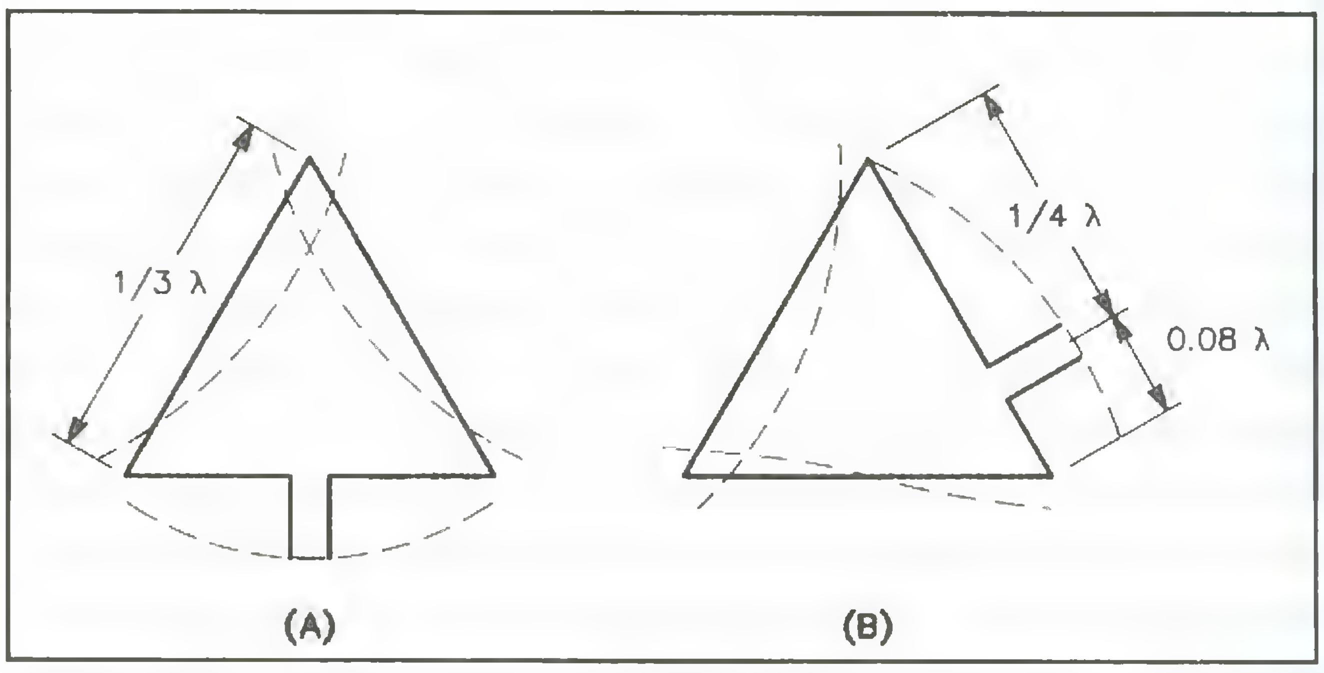


Рис.10.8. Распределение тока для равносторонних треугольных рамок с питанием (A) – для горизонтальной и (B) – вертикальной поляризации.

Поскольку мы отклонились от равностороннего треугольника в сторону треугольника с длинным основанием, эффективное значение коэффициента усиления и сопротивления излучения будет меньше для треугольной рамки с точкой питания на основании треугольника. В крайнем случае (когда высота треугольника урезана до нуля), рамка становится полуволновой линией передачи короткозамкнутой на концах с нулевым входным сопротивлением (сопротивление излучения), и таким образом нулевым излучением (хорошо сбалансированная воздушная линия питания не производит излучения).

Как и с квадратной рамкой, в треугольной рамке мы можем переключиться с горизонтальной к вертикальной поляризации изменяя положение точки питания на рамке. Для горизонтальной поляризации точка питания рамки находится либо в центре основания, или в вершине рамки. Для вертикальной поляризации точка питания на рамке должна быть на одной из боковых сторон, на расстоянии ½ λ от вершины треугольника. На Рис.10.8 показано распределение тока для обоих случаев.

2.1. Вертикальная поляризация.

2.1.1. Принцип действия.

Обратимся к Рис.10.9. В режиме вертикальной поляризации треугольную рамку можно представить в виде двух наклонных полуволновых вертикалей (их вершина соприкасается с вершиной опоры), и основания (и часть склона под точкой питания) для питания других склонов с правильной фазой. Вторая наклонная вертикаль также питается от вершины (обе наклонных вертикали соединяются в вершине). Это соединение в вершине можно оставить открытым без изменения чего-либо относительно работы с треугольной рамкой. То же самое относится к основанию рамки, где середина основания может быть открыта без изменения чего-либо. Эти две точки являются точками самого высокого сопротивления в антенне. Независимо от того в вершине необходимо закоротить рамку или в центре основания, это необходимо сделать для обеспечения напряжением питания для другой половины антенны. В обычных условиях мы используем полностью замкнутый контур в стандартной треугольной рамке, хотя для работы на одной частоте это условие не является обязательным.

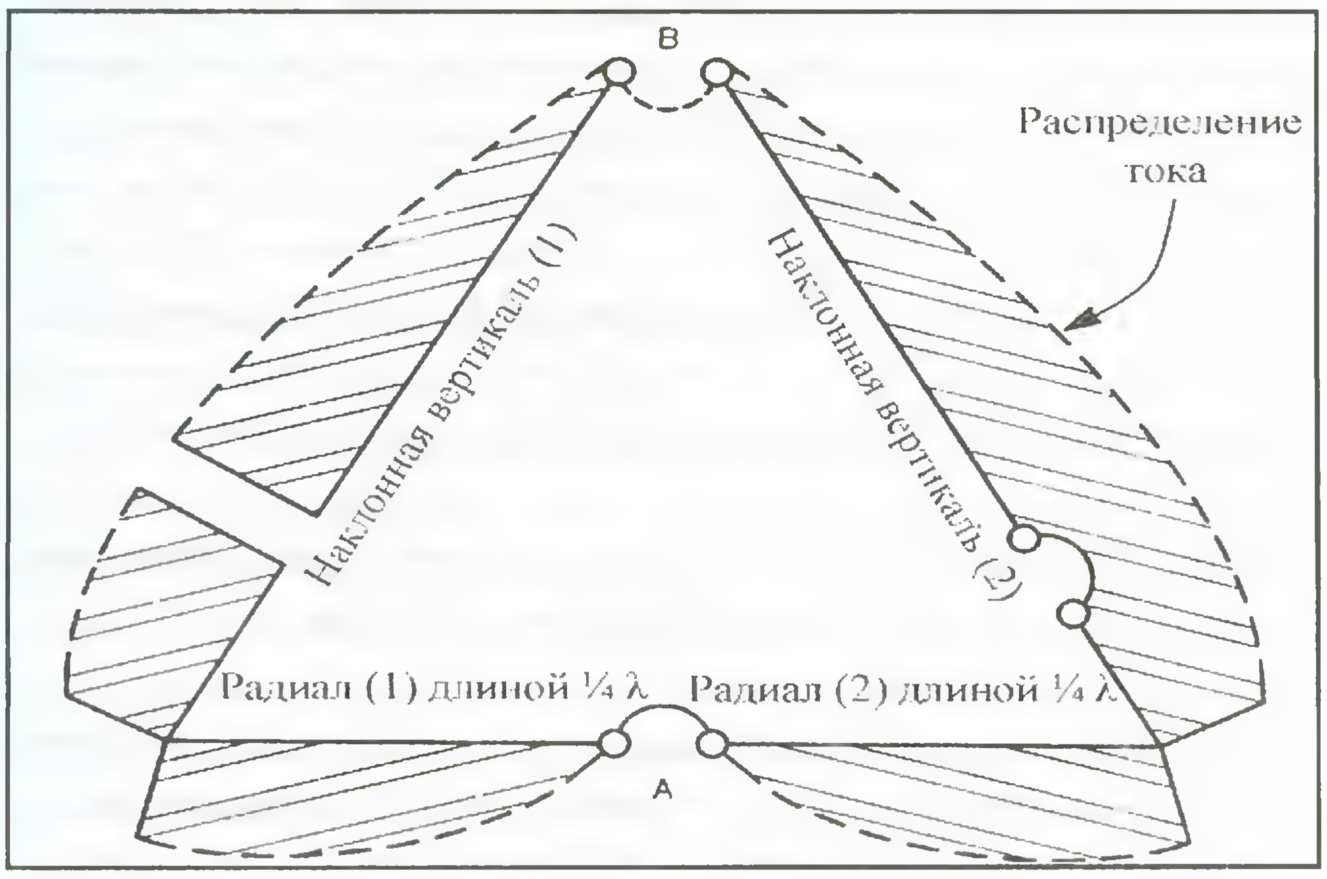


Рис.10.9. Треугольную рамку можно представить в виде двух ¼ λ склоненных вертикалей, имеющих по одному радиалу. Из-за распределения тока в радиалах, излучение от радиалов эффективно гасится.

Предположим, что мы сконструировали антенну с основанием с горизонтальным воздушным проводом в центре. Теперь мы можем увидеть основание из двух половин в виде двух радиалов длиной ¼ λ, один из которых обеспечивает необходимую точку низкого сопротивления для соединения с обмоткой коаксиального кабеля. Другой радиал присоединен к основанию второй наклонной вертикали, он является другим наклонным проводом треугольной рамки.

Это похоже на ситуацию, с которой мы столкнулись в главе 9, при описании ¼ λ вертикали с одним радиалом. Распределение тока в двух четвертьволновых радиалах таково, что все излучение от этих радиалов эффективно гасится. Аналогичная ситуация с Т-образной антенной, подключенной к напряжению (см. главу 9), когда мы используем полуволновую плоскую вершину (равную двум

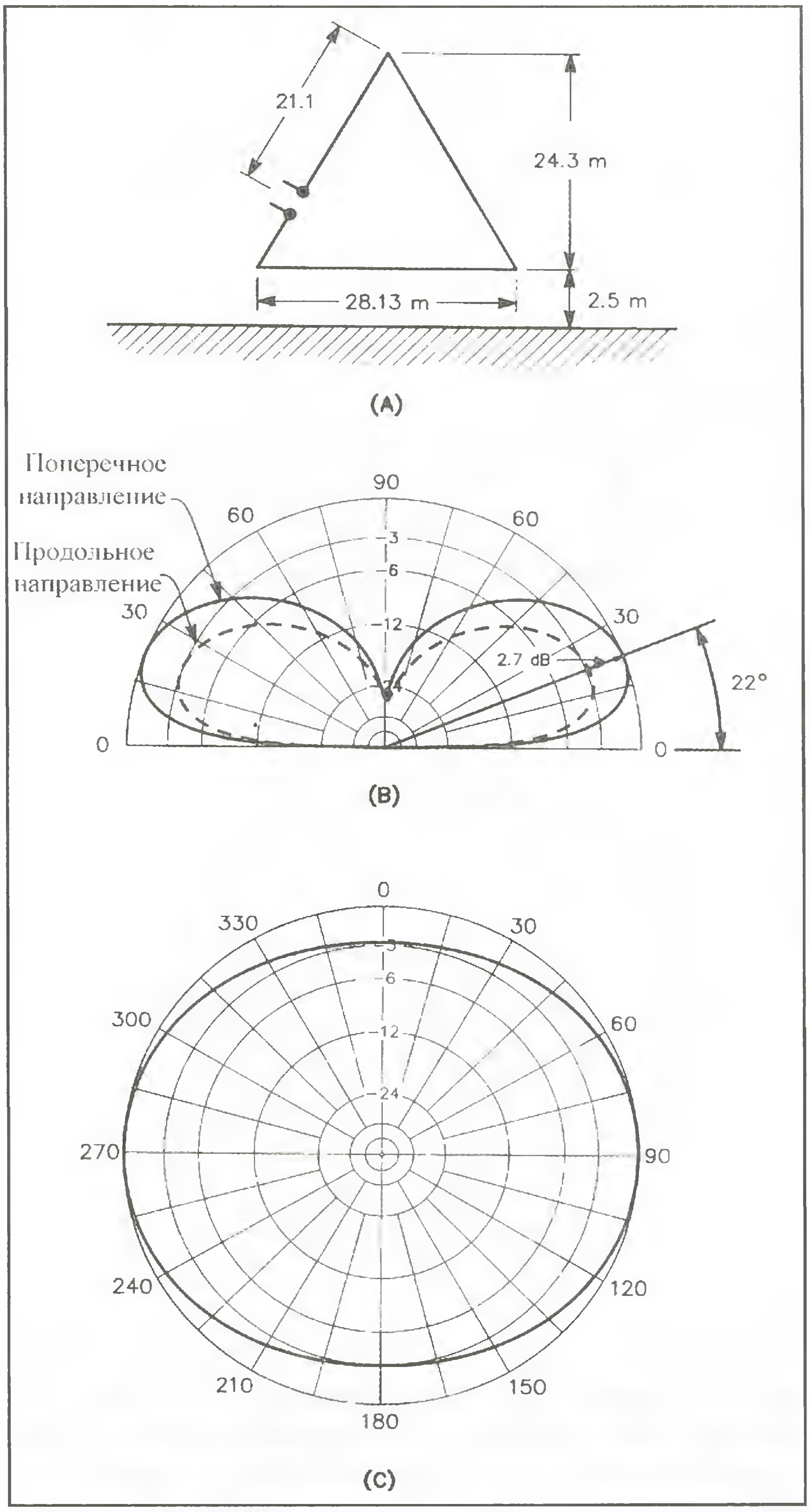


Рис.10.10. Конфигурация и диаграммы распределения для вертикально поляризованной равносторонней треугольной рамочной антенны. Модель была рассчитана в условиях земли с хорошей проводимостью для частоты 3.8 MHz. Угол излучения для азимутальной диаграммы (C) равен 22°.

¼ λ радиалам) для обеспечения необходимой точки низкого сопротивления для возбуждения максимального значения тока в вершине Т-образной антенны.

Вертикально поляризованная треугольная рамка на самом деле представляет собой антенную решетку из двух ¼ λ вертикалей, с точками высокого значения тока расположенными на расстоянии от 0.25 λ до 3 λ и работающими в фазе. Вершины вертикалей находятся очень близко друг к другу и не оказывают сильного воздействия на работу рамки. Это происходит потому, что значение тока рядом с вершиной треугольника минимально (этот ток контролирует излучение!).

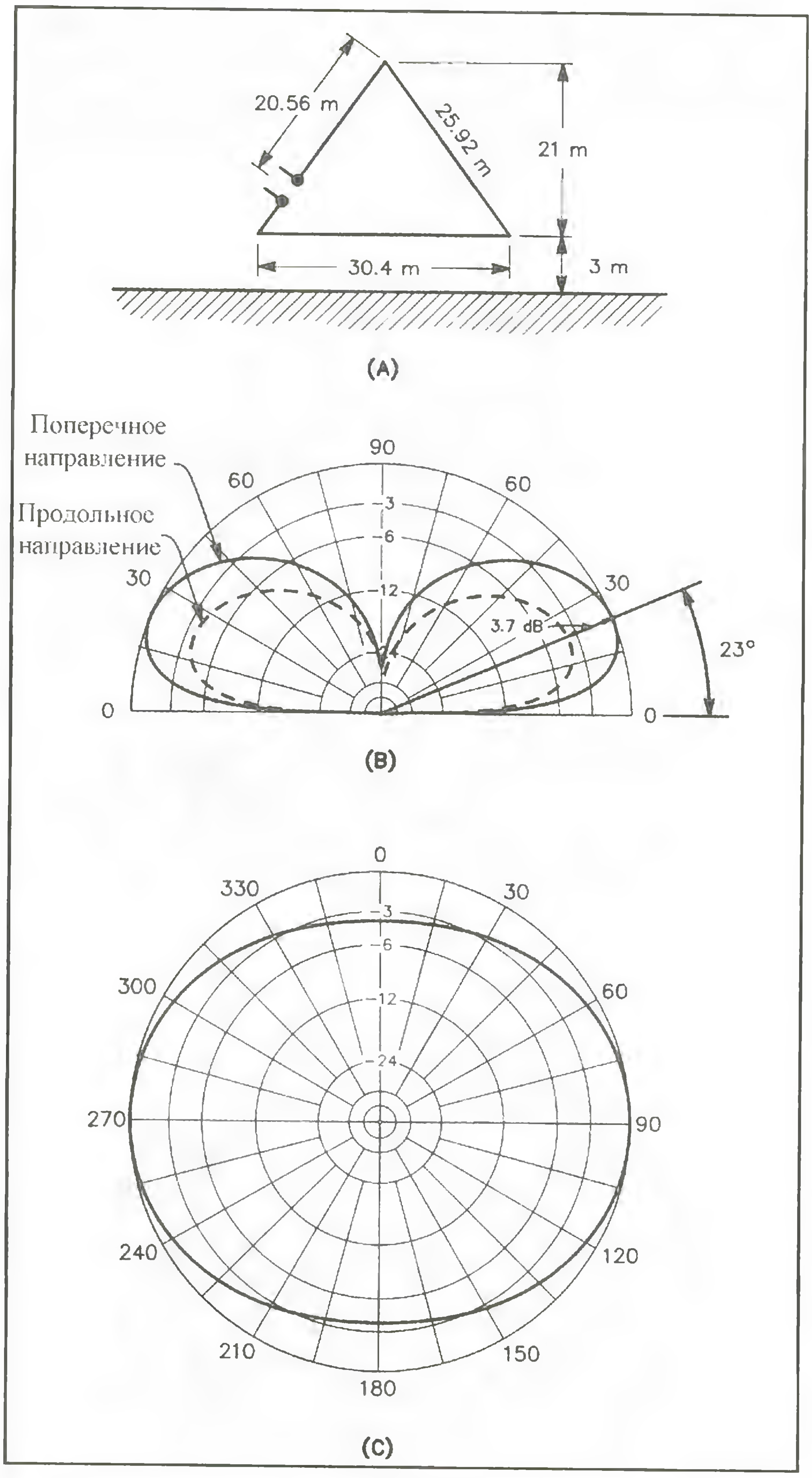


Рис.10.11. Конфигурация и диаграммы излучения для «сжатой» треугольной рамки, основание которой немного длиннее ее наклонных проводов. Модель была рассчитана для 3.8 MHz с высотой вершины 24 м и проводом основания на высоте 3 м над землей. Расчеты производились в условиях земли с хорошей проводимостью на частоте 3.8 MHz. Азимутальная диаграмма (C) получена для угла 23°. Заметьте, что правильное положение точки питания остается на ¼ λ от вершины рамки.

Рассмотрев пару фазированных вертикалей, после изучения вертикалей мы знаем, что качество земли будет играть очень большое значение для эффективной работы антенны:

- это не означает, что для треугольной рамки необходимы радиалы. В ней есть два радиала, являющихся неотъемлемой частью рамки, которые обеспечивают встречный ток (эффективность излучения).

- как с любой вертикально поляризованной антенной, качество земли с радиусом в несколько длин волны установит малый угол излучения рамочной антенны (эффективность отражения).

Для более подробной информации обратитесь к главе 9, раздел 1.1.2.2.

2.1.2. Диаграммы излучения.

2.1.2.1. Равносторонний треугольник.

На Рис.10.10 показана конфигурация диаграмм поперечного и продольного излучения вертикали вертикально поляризованной равносторонней треугольной рамочной антенны. Модель была сконструирована для частоты в 3.75 MHz. Основание находится в 2.5 метрах над землей, таким образом, вершина расположена в 26.83 метрах над землей. Модель была разработана в условиях с землей хорошей проводимостью. Треугольная рамка дает отношение F/S при угле главной волны в 22 градуса. В условиях с землей средней проводимостью коэффициент усиления равен 1.3 dBi.

2.1.2.2. Сжатая треугольная рамка.

На Рис.10.11 изображена 80 метровая треугольная рамка с вершиной на расстоянии 24 м и основанием на 3 м от земли. Эта треугольная рамка имеет длинное основание в 30.4 метра. Точка питания опять же расположена на расстоянии ¼ λ от вершины.

Отношение F/S равно 3.8 dB. Коэффициент усиления при земле с хорошей проводимостью равен 1.6 dBi. В условиях свободного пространства равносторонний треугольник дает коэффициент усиления выше, чем плоская треугольная рамка. Хотя в условиях с реально проводящей землей и в режиме вертикальной поляризации, коэффициент усиления плоской треугольной рамки на 0.3 dB лучше, чем для равностороннего треугольника. Это можно объяснить фактом, что более длинные основания дают более широкое разделение двух наклонных вертикалей, обеспечивая значение коэффициента усиления немного выше.

Для полосы 100 kHz КСВ увеличивается до 1.4 на концах. При КСВ 2 ширина полосы около 175 kHz.

Bill, W4ZV, довольно успешно использовал, как он называл их, сжатые треугольные рамки на 160 м. Вершина находится на высоте 36 метров, и Bill говорил, что эта конфигурация на самом деле имеет улучшенный коэффициент усиления по сравнению с равносторонним треугольником, что должно быть проверено точным моделированием. Точка питания антенны опять же находится на расстоянии ¼ λ от вершины, с использованием ¼ волнового 75-Ω согласующего шлейфа. Bill говорит, что эту рамку можно установить на 27 метровую мачту, растягивая основание от опоры мачты. Растягивая основание на 8 метров от мачты, можно использовать полно волновой треугольник на 24 метровой мачте, с очень небольшими потерями.

2.1.2.3. Треугольная рамка с питанием в углу основания.

На Рис.10.12 схематично изображена треугольная рамка с питанием в одном из двух углов основания. Антенна имеет такую же высоту вершины и основания, как и у рамки, описанной в разделе 2.1.2.2. Из-за «неправильного» расположения точки питания, эффективность покрытия излучения из главного провода (два радиала) меньше 100%, и является значительной горизонтально поляризованной составляющей излучения. Общее поле излучения имеет очень постоянное значение покрытия коэффициента усиления от 25 до 90 градусов. Это может быть недостатком для подавления сигналов на больших углах при работе с DX на малых углах.

В силу такого непривычного расположения точки питания, продольное излучение несимметрично. Горизонтальная диаграмма излучения, представленная на Рис.10.12D рассчитана для угла 29 градусов. Обратите внимание на глубокий боковой нуль при данном значении угла. В действительности рамка излучает максимальный сигнал приблизительно при 18 градусах от фронтального направления.

Эта информация приведена в этом разделе для того, чтобы объяснить, что такую конфигурацию точки питания (в углу сжатой рамки) необходимо избегать, поскольку она действительно ухудшает показатели работы антенны.

2.2. Горизонтальная поляризация.

2.2.1. Принцип действия.

В режиме горизонтальной поляризации треугольную рамку можно представить в виде инвертированного V-образного диполя на вершине очень низкого диполя с концами загнутыми кверху для присоединения к кончикам инвертированного V-образного диполя. Рамка будет работать как любая горизонтально поляризованная антенна над реально проводящей землей; ее угол излучения будет зависеть от высоты антенны над землей.

2.2.2. Диаграммы излучения.

На Рис.10.13 показаны вертикальная и горизонтальная диаграммы излучения для равносторонней треугольной рамки с точкой питания в центре основания. Как и ожидалось, излучение достигает максимума в зените. Отношение F/S для углов от 15 до 45 градусов находится в районе 3 dB. В условиях над средне проводящей землей коэффициент усиления равен 2.5 dBi

Изучая форму диаграммы, вам наверняка захочется сказать, что эта антенна не несет никакой пользы для DX. Пока мы говорили только об относительных диаграммах. А как же реальные цифры коэффициента усиления для го-

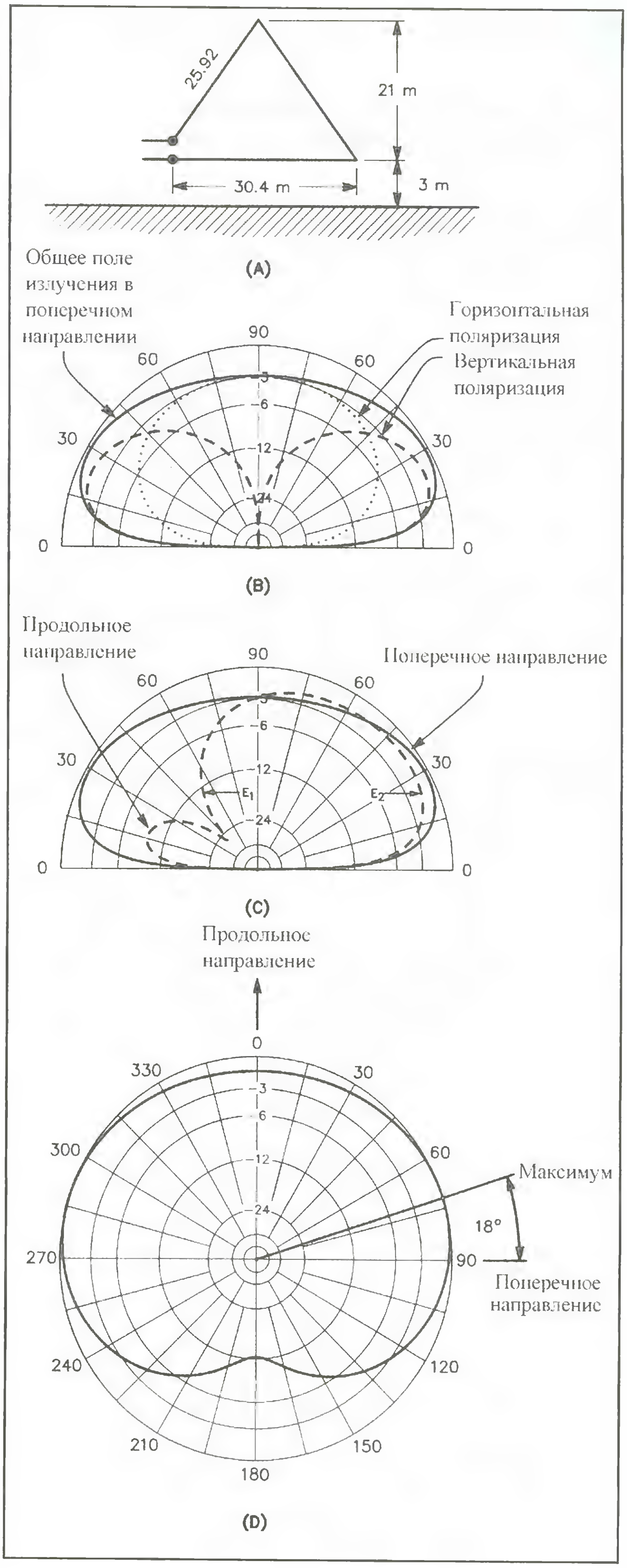


Рис.10.12. Конфигурация и диаграммы распределения для сжатой треугольной рамки с Рис.10.11 с точкой питания в одном из углов основания на частоте 3.75 MHz. Ложное гашение излучения горизонтального провода приводит к очень сильному высоко-угловому горизонтально поляризованному компоненту. Теперь треугольная рамка дает очень странную диаграмму горизонтальной направленности (D), форма которой очень чувствительна к малейшему изменению частоты. Эта диаграмма получена для угла излучения 29°.

ризонтально и вертикально поляризованных треугольных рамок?

2.3. Сравнение вертикальной и горизонтальной поляризации.

На Рис.10.14 представлены наложенные диаграммы излучения для горизонтально и вертикально поляризованных невысоких равносторонних треугольных рамок в условиях двух разных типов земли (та же шкала dB).

Программы моделирования на основе MININEC нельзя использовать для вычисления значений коэффициентов усиления для этих рамок, поскольку программа выдает неверные сопротивление и значения коэффициента усиления для очень низких по высоте антенн.

В условиях очень плохо проводимости земли.

Для углов излучения выше 35 градусов горизонтально поляризованная треугольная рамка подходит намного лучше, чем вертикально поляризованная рамка. Ниже 35 градусов вертикально поляризованная рамка принимает сигнал, но очень плохо. Максимальное значение коэффициента усиления вертикально и горизонтально поляризованных рамок отличается всего в 2 dB, но большим отличием является то, что для горизонтально поляризованной рамки коэффициент усиления возникает почти при 90 градусах, а для вертикально поляризованной рамки это происходит при 25 градусах.

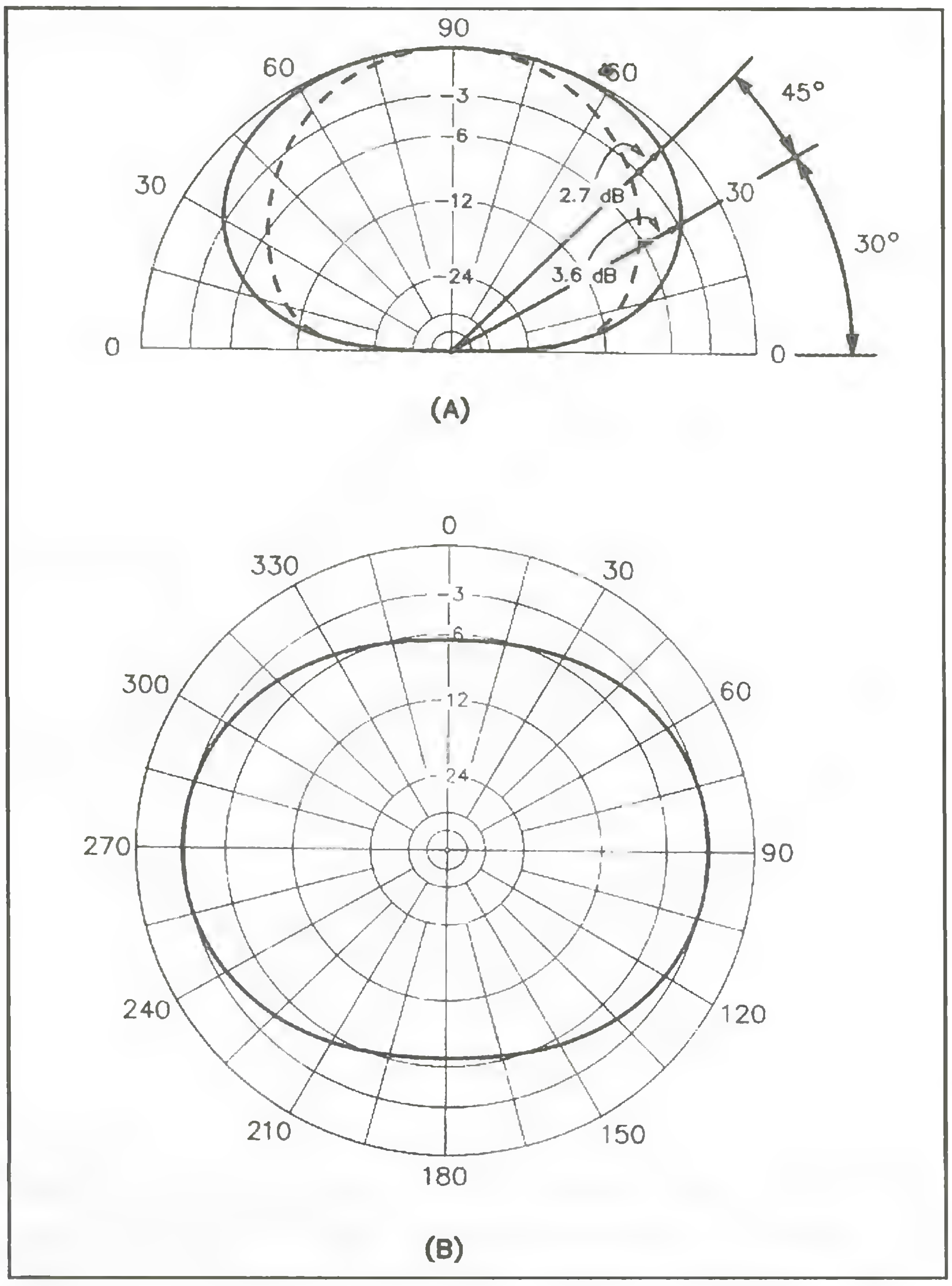


Рис.10.13. Вертикальная и горизонтальная диаграммы излучения для 80-метровой треугольной равносторонней рамки с питанием для горизонтальной поляризации и с высотой провода основания от земли 3 м. Излучение в основном происходит под очень большими углами, по сравнению с диполем или вертикальным V-образным диполем при той же самой высоте (вершины).

В условиях очень хорошей проводимости земли.

С нашей вертикально поляризованной треугольной рамкой происходит то же, что и с любой вертикалью: работа на малых углах значительно улучшается за счет хорошей проводимости земли. Вертикально поляризованная рамка все же лучше подходит для работы на любом угле под 30 градусами. При угле излучения 10 градусов разница выше 10 dB.

Вывод.

Над плохо проводящей землей вертикально поляризованные рамки по сравнению с горизонтально поляризованными рамками не обеспечивают лучшего излучения под малыми углами. Но их преимуществом является существенное подавление сигналов под большими углами.

Над хорошо проводящей землей вертикально поляризованная рамка даст коэффициент усиления до 10 dB под малыми углами излучения по сравнению с горизонтально поляризованной рамкой, в дополнение к ее способности подавления под большими углами.

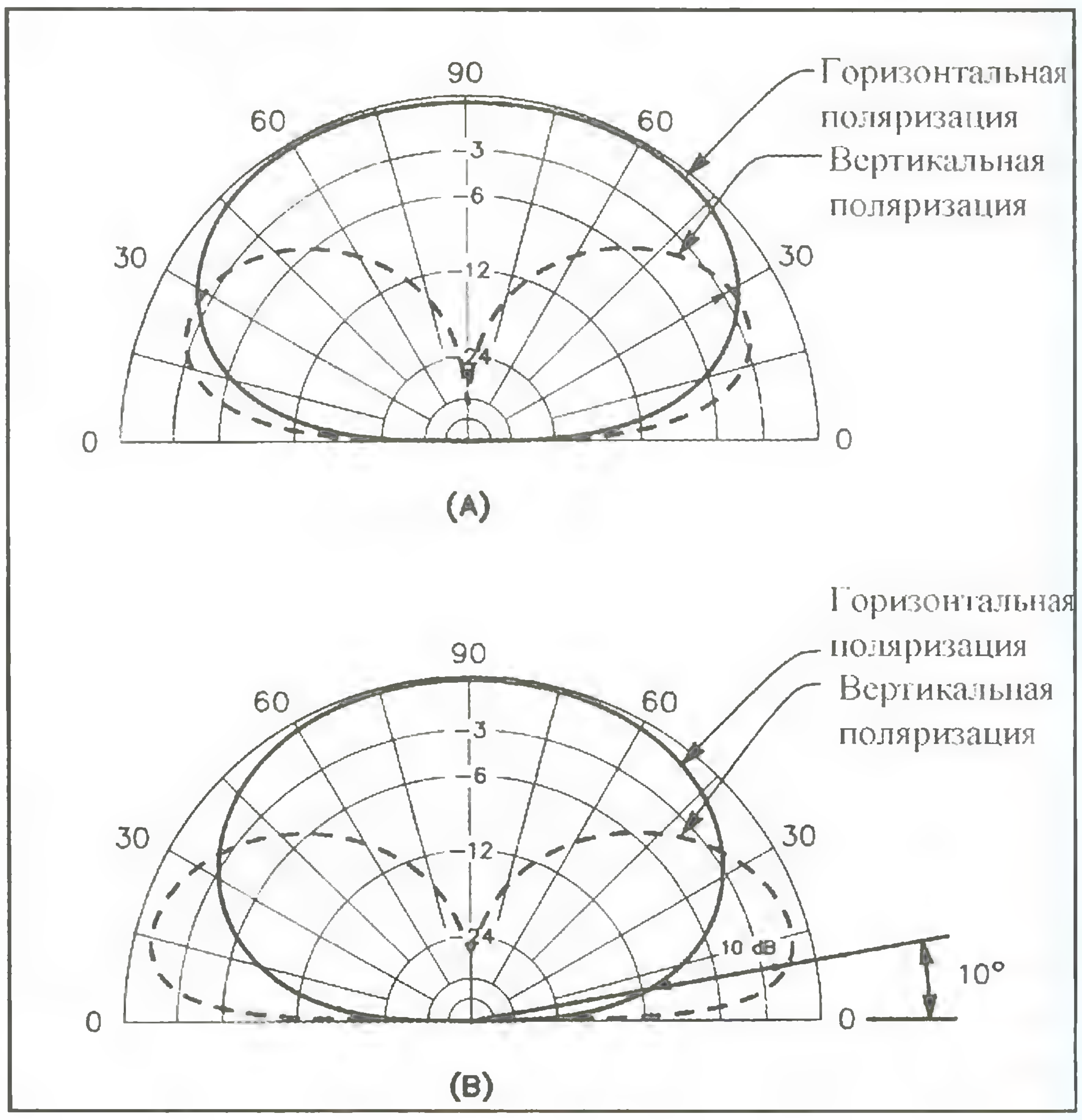


Рис.10.14. Диаграммы излучения для вертикально и горизонтально поляризованных треугольных рамок по той же шкале dB. На (A) – в условиях земли с очень плохой проводимостью и (B) – над землей с очень хорошей проводимостью. Эти диаграммы показывают важное значение удельной электропроводности земли в случае с вертикально поляризованными антеннами. Над землей с лучшей проводимостью вертикально поляризованная рамка дает намного лучшие результаты под малыми углами излучения, когда как над землей и хорошей и плохой проводимостью вертикально поляризованная рамка дает хорошую разрешающую способность под большими углами излучения. Это не относится к горизонтально поляризованной рамке.

2.4. Размеры.

Длина резонансной треугольной рамки составляет приблизительно от 1.05 до 1.06 λ. При построении рамки обрежьте провод на 1.06 λ, проверьте частоту при минимальном КСВ (она всегда является резонансной частотой) и подрежьте длину.

Длина волны равна

$$\lambda\ (m) = 299.8\ /\ f\ (MHz)$$

2.5. Питание треугольной рамки.

Точка питания треугольной рамки в условиях свободного пространства симметрична. На большой высоте над землей точка питания рамки считается симметричной, особенно когда питание рамки находится в центре линии основания (или в вершине), из-за ее полной симметрии относительно земли.

На Рис.10.15 показано сопротивление излучения и реактивное сопротивление излучения, в виде функции высоты над землей, для горизонтально и вертикально поляризованных равносторонних треугольных рамок. На небольшой высоте, с питанием для вертикальной поляризации, точка питания считается несимметричной, исходя из этого «холодной» точкой является точка присоединения противовесов. Центральный провод коаксиальной линии питания идет к наклонной вертикали. Многие пользователи имели опыт использования (симметричной) воздушной линии для питания вертикально поляризованной рамки (например, 450-Ω линии питания).

Большинство работающих треугольных рамок имеют сопротивление в точках питания между 50 и 100 Ω, в зависимости от конкретной геометрической формы и связи с другими антеннами. В большинстве случаев, до точки питания можно добраться, таким образом, довольно легко измерить сопротивление в точке питания используя, к примеру, шумовой мост хорошего качества присоединенный напрямую к устройствам антенны. Если сопротивление намного выше 100 Ω (для равностороннего треугольника), при питании от 450-Ω воздушного фидера, то возможно фидер неисправен. Как вариант, можно использовать несимметричный трансформатор для перекрытия очень широкого диапазона значений сопротивления (см. главу 6). В некоторых сжатых треугольных рамках сопротивление в точке питания обычно колеблется между 50 и 100 Ω. Питание может быть напрямую от 50 или 70-Ω коаксиального кабеля, или от 50-Ω кабеля через 70-Ω четвертьволновой трансформатор ($Z_{ant} = 100\ \Omega$).

Чтобы держать ВЧ вне линии питания лучше всего использовать симметрирующее устройство, хотя точка питания вертикально поляризованной треугольной рамки не строго симметрична. В этом случае, мы хотим сохранить любое значение тока RF от утечки вне коаксиальной линии питания, поскольку эти паразитные потоки тока могут нарушить диаграмму излучения треугольной рамки. Набор тороидальных сердечников в линии питания вблизи точки питания, или длина линии передачи (создание ВЧ дросселя) также будут полезными. Подробно об этом рассказывается в разделе 7 главы 6.

2.6. Коэффициент усиления и угол излучения.

На Рис.10.16 показаны коэффициент усиления и угол излучения главного лепестка для равносторонней треугольной рамки при различных высотах. Эти данные можно получить путем моделирования с помощью программы NEC при частоте рамки 3.8 MHz над землей средней проводимости.

Earl Cunningham, K6ZE, изучил различные конфигурации одноэлементных рамок для 160 метров, и получил результаты, представленные в таблице 10.1 (моделирование осуществлено в программе EZNEC для земли с хорошей проводимостью). Эти данные на удивление очень хорошо согласуются с данными, представленными на Рис.10.16 (где земля имеет среднюю проводимость), что делает понятным незначительное расхождение значений коэффициента усиления.

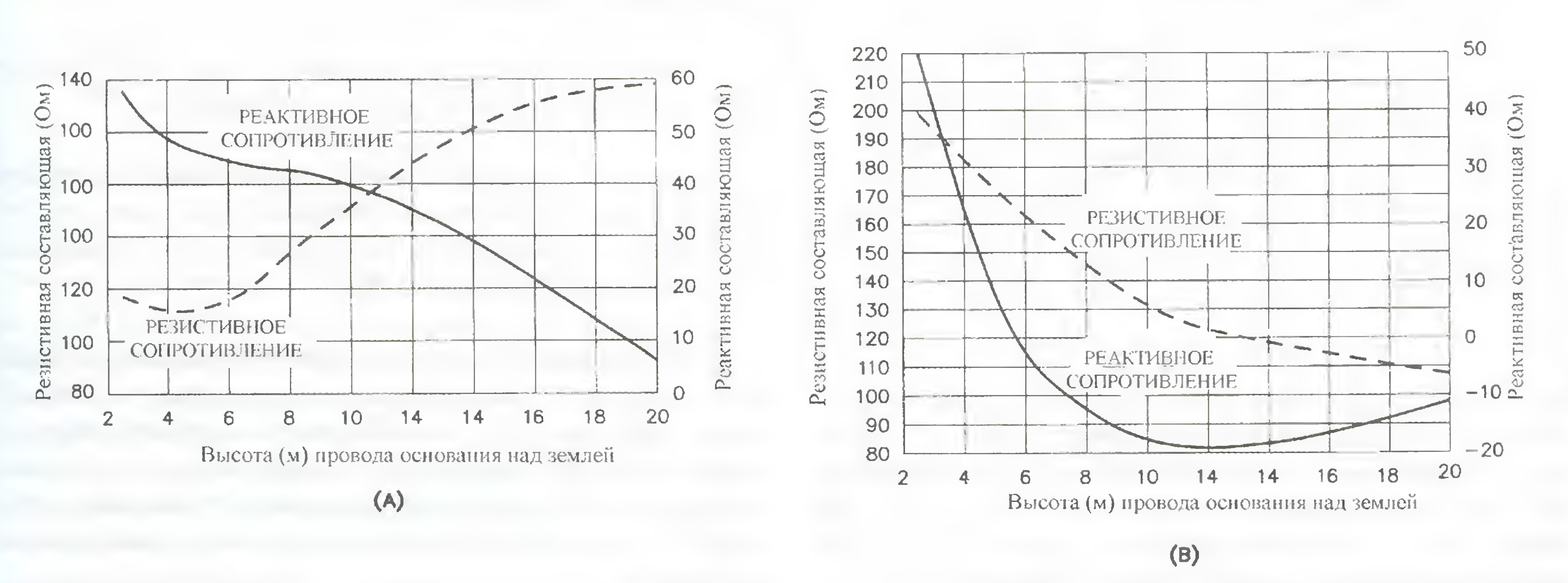


Рис.10.15. Сопротивление излучения горизонтально (A) и вертикально (B) поляризованных треугольных равносторонних рамок в виде функции высоты над землей со средней проводимостью. Сначала размеры треугольной рамки получили для резонанса в условиях свободного пространства (реактивное сопротивление равно нулю). Затем эти размеры были использованы в расчетах сопротивления над землей с потерями.

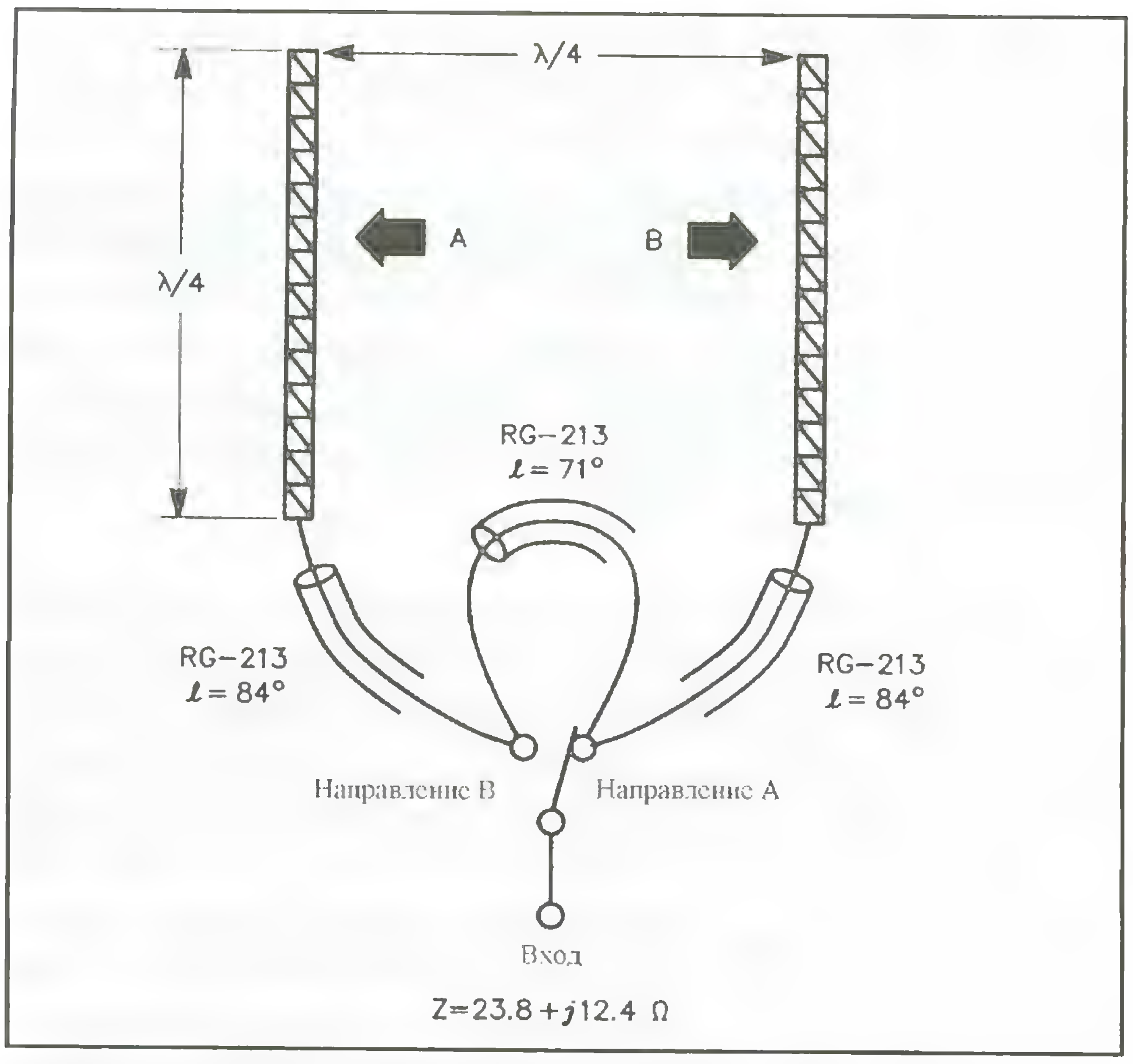


Рис.11.7. Система возбуждения 2-х элементной кардиоидной антенной решетки с четвертьволновым расстоянием между излучателями и разностью фаз между ними 90°. Заметим, что длины линий передачи равны 84° (не 90°) и, что 90° - «фазирующая линия» в действительности имеет электрическую длину 71°. Сопротивление в точке соединения линий передачи равно 23.8 + j12.4 Ом (что соответствует КСВ = 2.3 в линии с волновым сопротивлением 50 Ом), т.о. желательна какая либо согласующая схема.

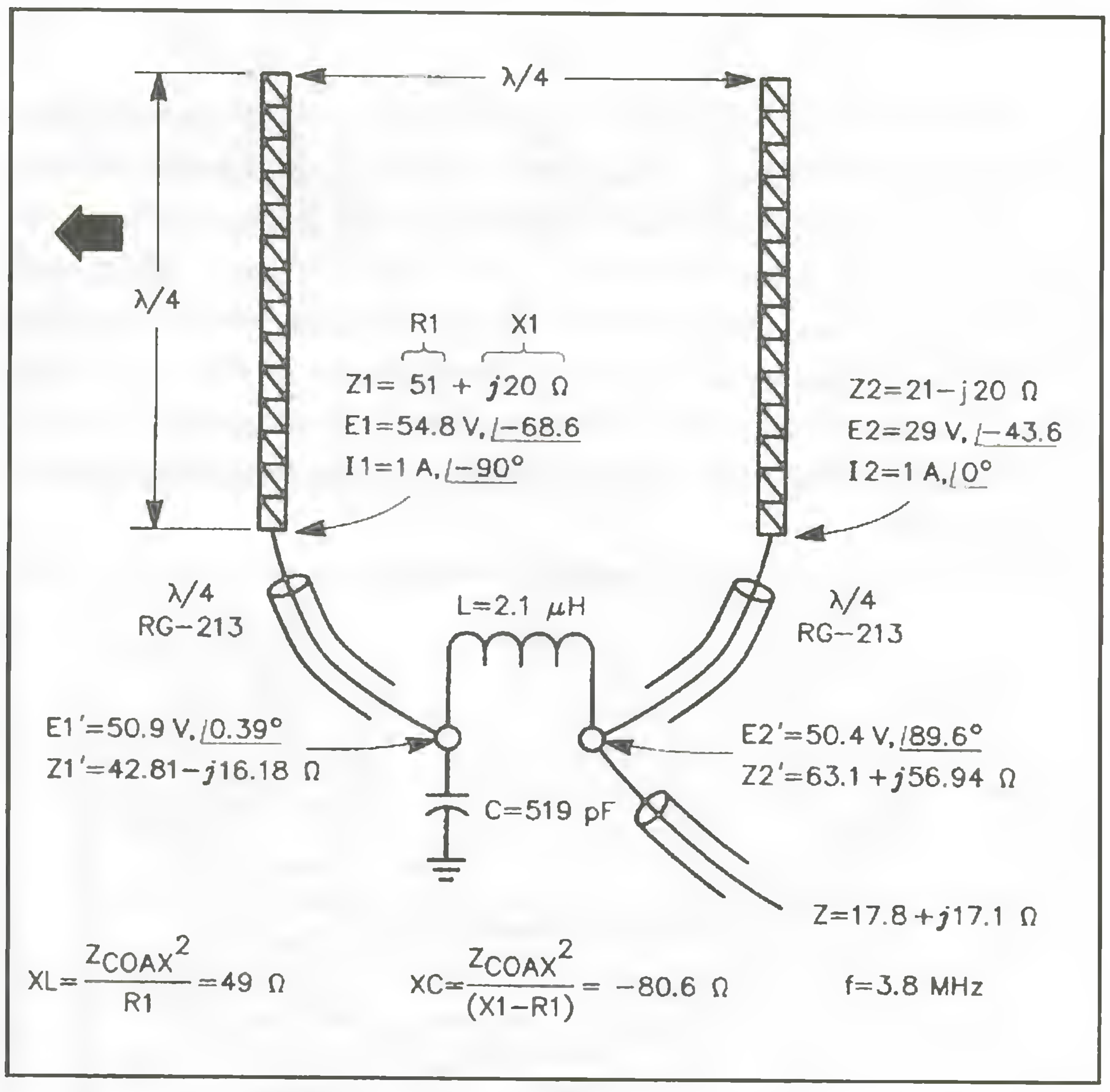


Рис.11.8. Метод возбуждения Lewallen (W7EL) для антенных решеток, возбуждаемых в квадратуре, в применении к 2-х элементной кардиоидной антенной решетке (90° расстояние между элементами и 90° разность фаз между ними). Заметим амплитуды и фазы напряжений на входных концах линий передачи длиной 90°. 50 В получаются на сопротивлении 50 Ом при токе антенны 1А. L – цепь обеспечивает сдвиг фазы 90° без изменения амплитуды напряжения. Детальное описание смотрите в тексте.

3.3.3. Метод Lewallen.

Roy Lewallen, W7EL, предлагает метод, который использует преимущество особых свойств четвертьволновых линий передачи (Lewallen называет это «вынужденный ток»). Этот метод очень подробно изложен W7EL в новом издании The ARRL Antenna Book.

Четвертьволновая линия передачи имеет необычное свойство, на котором основана работа этого частного метода возбуждения: Амплитуда входного тока ¼λ линии передачи равна выходному напряжению, поделенному на волновое сопротивление этой линии, и не зависит от сопротивления нагрузки.

Дополнительно к этому, входной ток отстает по фазе от выходного напряжения на 90° также вне зависимости от сопротивления нагрузки.

В реальных кабелях существует незначительное отклонение от этих утверждений, поскольку они на 100% правильны для линий передачи без потерь. Метод Lewallen может быть применен только к антеннам, возбуждаемых в квадратуре, что обозначает антенны, где элементы возбуждаются с разностью фаз кратной 90°.

На рис.11.8 показано применение метода Lewallen для нашей 2-х элементной кардиоидной антенной решетке.

Из раздела 3.3.1 мы знаем напряжения на концах реальных линий передачи длиной 90° (четвертьволновый отрезок RG-213 с потерями 0.35 дБ на 100 футов в диапазоне 80 метров). Заметим, что даже с потерями реальные значения очень близки теоретическим значениям (50 V, 90° и 0°):

E1′ = 42.81 В, ∠ 0.39°

Z1′ = 42.8 – j16.8 Ом.

E2 = 50.4 В, ∠ 89.6°

Z2′ = 63.1 + j56.94 Ом.

Если бы линия передачи не имела потерь, то E1′ должно быть равно 50 В, ∠ 0°, а E2′ должно быть 50 В, ∠ +90°

Вспомним, мы говорили, что напряжения должны быть идентичными, чтобы линии передачи были пригодны для соединения параллельно. Амплитуды почти одинаковы, однако фазы отличаются на 90°.

В возбуждающей системе Lewallen вход антенной решетки всегда расположен на конце четвертьволновой линии передачи, которая подходит к элементу(ам) с определенным фазовым углом. Должна быть установлена некоторая цепь между концами линий передачи, чтобы возбуждать элементы токами с заданными фазовыми задержками.

На рис.11.8 показана L – цепь, обеспечивающая требуемые 90° сдвига фазы напряжения без изменения его амплитуды.

На малых высотах (основание антенны ниже 0.2 λ) значения коэффициента усиления и сопротивления, полученные с помощью программ семейства MININEC неверны. Коэффициент усиления слишком большой, а сопротивление слишком низкое. Это происходит потому, что MININEC рассчитывает значения в условиях идеально проводящей земли под антенной. Правильный расчет коэффициента усиления и сопротивления на таких малых высотах требует моделирования в программе семейства NEC, такой как EZNEC. Все значения коэффициента усиления и сопротивления, приведенные в этой главе, были получены с помощью программы семейства NEC.

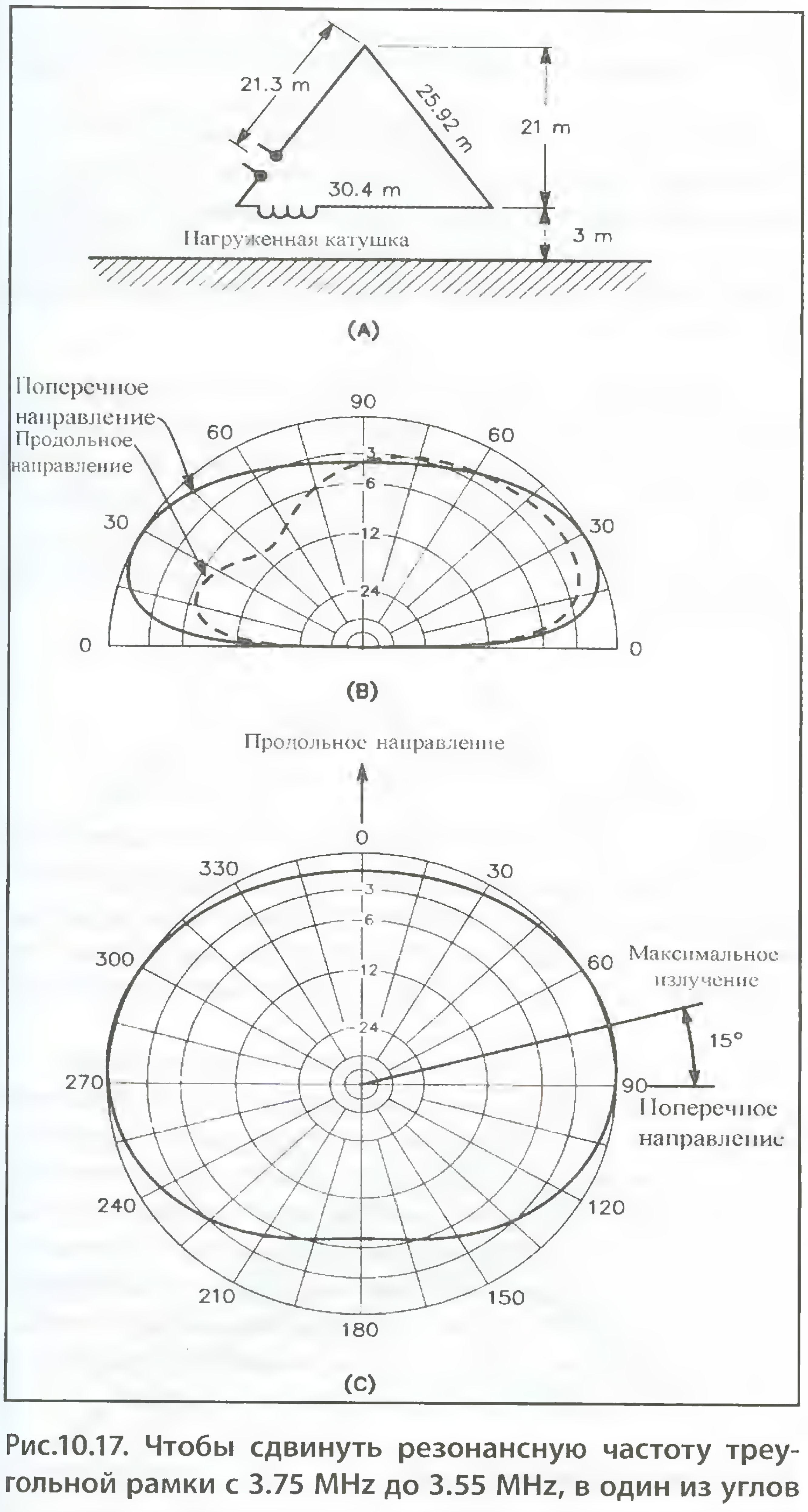


Рис.10.17. Чтобы сдвинуть резонансную частоту треугольной рамки с 3.75 MHz до 3.55 MHz, в один из углов основания встраивается нагруженная катушка (или заглушка), рядом с точкой питания (A). Это дает реактивную составляющую, но нарушает симметричное распределение тока в проводе основания. На (B) показаны вертикальные диаграммы, а на (C) – горизонтальные для угла излучения 27°. Как и в случае с рамкой на Рис.10.12, появляется излучение под большим углом (горизонтальная составляющая) и на горизонтальной диаграмме видна выемка в продольном направлении. Максимальное излучение наблюдается немного в стороне от поперечного направления.

3. Нагруженные рамки.

3.1. Для 80-метров на участках CW и SSB.

80-метровая треугольная рамка или квадратная рамка не покроет 3.5 до 3.8 MHz с КСВ ниже 2. Существует два способа как добиться широкополосного покрытия:

1. Подключить рамку к воздушной линии питания (450 Ом для согласованной цепи).

2. Использовать индуктивную или емкостную нагрузку на рамку для снижения ее резонансной частоты.

3.1.1. Индуктивная нагрузка.

Для детальной информации об индуктивной нагрузке вы можете обратиться к главе 9.

Существует три принципа:

- Требуемая индуктивность устройства нагрузки (катушек или заглушек) для достижения заданного сдвига резонансной частоты вниз будет минимальной, если устройства подключены в точке максимального значения тока (подобного основной нагрузке на вертикаль). В точке минимального значения тока индуктивные устройства нагрузки не окажут никакого влияния. Таким образом, для вертикально поляризованной треугольной рамки, нагруженная катушка (или заглушка) не может быть встроена ни на вершине рамки, ни в середине провода основания.

- Не встраивайте устройства нагрузки в излучающие части рамки. Встраивайте их туда, где излучения нет. Например, в вертикально поляризованной треугольной рамке, устройства нагрузки нужно подсоединять к проводу основания (горизонтального) вблизи углов.

- Всегда соблюдайте симметрию рамки, даже после добавления устройства нагрузки.

С практической (механической) точки зрения, удобно встраивать нагруженную катушку (заглушку) в одном из углов основания. На Рис.10.17A показана нагруженная, сжатая треугольная рамка (с физическими размерами, аналогичными рамке на Рис.10.11), в которую мы встроили индуктивную нагрузку в угол основания рядом с точкой питания.

Катушка с реактивным сопротивлением 240 Ом (на 3.5 Hz) или индуктивность 10.9 μH будет резонировать с треугольной рамкой на 3.5 MHz. При 100 kHz КСВ составит 1.5.

Отметьте заполнение больших углов в диаграмме направленности поперечного излучения (больше не симметричная конфигурация), так же как и ассиметричное отношение F/S рамки. 10.9 μH катушку можно заменить заземленной заглушкой.

Индуктивное реактивное сопротивление ближайших заглушек рассчитывается:

$$X_L = Z \tan l$$

где Z – значение сопротивления заглушки (линии передачи)

l – длина линии, градусы

X_L – индуктивное реактивное сопротивление

Отсюда,

$$l = \arctan(X_L / Z)$$

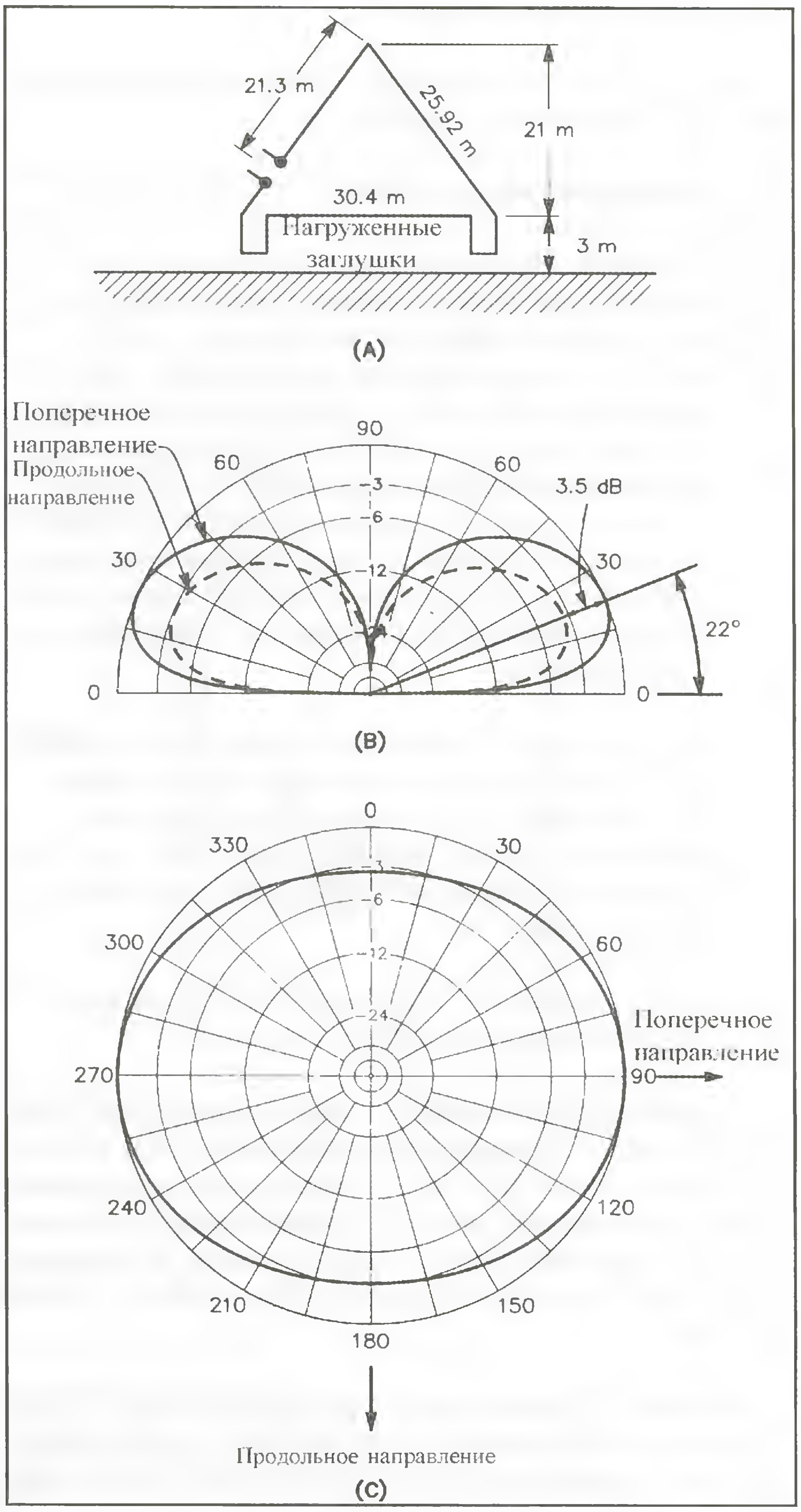


Рис.10.18. Правильным способом нагрузки треугольной рамки является встраивание двух нагруженных катушек (или заглушек) по углам основания. Это сохраняет симметрию в распределении тока в основании и четкую диаграмму излучения, как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскости. Горизонтальная диаграмма на (C) получена для угла излучения 22°.

В нашем случае:

X_L = 240 Ом

Z = 450 Ом

$$l = \arctan(240/450) = 28^\circ$$

Допустим, что фактор скорости линии передачи равен 95%, тогда мы можем рассчитать физическую длину заглушки:

Длина волны = 299,8/3,5 = 85,66 м (для 360°)

Физическая длина = 85,66 м*0,95*(28° / 360°) = 6.33 м

На Рис.10.17C и 10.17B показаны диаграммы излучения в результате встраивания одной заглушки (или катушки) в один из углов основания треугольной рамки. Встраивание одного устройства питания нарушило симметрию в рамке, и провод основания теперь излучает, нарушая диаграмму излучения рамки.

Этого можно избежать, используя две нагруженные катушки (или заглушки), установленные симметрично по отношению к центру базовой линии. Пример приведен на Рис.10.18A, где изображены две заглушки, установленные по углам основания рамки. Каждое устройство нагрузки имеет индуктивное реактивное сопротивление 142 Ом. Для 3.5 MHz:

$$\frac{142}{2\pi \times 3.5} = 6.46\mu H$$

Длина 450 Ом короткозамкнутой линии составляет 3.96 м (см. расчеты выше). Соответствующие диаграммы излучения на Рис.10-18 теперь абсолютно симметричны, и раздражающего излучения под большим углом совершенно нет. 100 kHz соответствует КСВ 1.45. КСВ 2 соответствует 170 kHz.

На Рис.10.19 представлена практическая установка, которую можно использовать для установки переключаемых заглушек на два угла основания треугольной рамки. Маленькая пластиковая коробочка крепится на кусочек эпоксидного материала, что также является частью системы. При высоких частотах заглушка должна быть абсолютно изолирована от рамки. Используйте качественную воздушную линию и DPDT ретранслятор с керамической изоляцией. Заглушку можно прикрепить на линии оттяжки, которая должны быть сделана из изолирующего материала.

3.1.2. Емкостная нагрузка.

Можно также использовать емкостную нагрузку таким же образом, как мы использовали емкостную нагрузку на вертикаль. Емкостная нагрузка дает наибольший эффект, когда прикреплена в антиузле напряжения (называемом также точкой напряжения).

Эта емкостная нагрузка намного легче в установке, чем индуктивная нагрузка, и требует только однополюсный ретранслятор для переключения емкостного сопротивления проводов в или вне катушки.

Держите концы проводов вне досягаемости для людей и животных, поскольку на концах провода очень высокое напряжение.

На Рис.10.20 показаны различные положения для емкостной нагрузки на горизонтально и вертикально поляризованных рамках. При установке на вершине треугольной рамки, как показано на Рис.10.20С, 9 метровый провод в рамке сместит резонансную частоту рамки 3.8 MHz до 3.5 MHz (Рис.10.11). Для установки в центре основной линии можно использовать один провод (Рис.10.20D) или два провода в конфигурации инвертированной V-образной рамки (рис.10.20E). Несколько проводов можно соединить параллельно для увеличения емкостного сопротивления. (Будьте осторожны, так как эти провода находятся под очень высоким напряжением!)

Для сохранения симметричного распределения тока необходимо соблюдать рекомендации, приведенные в разделе 3.1.

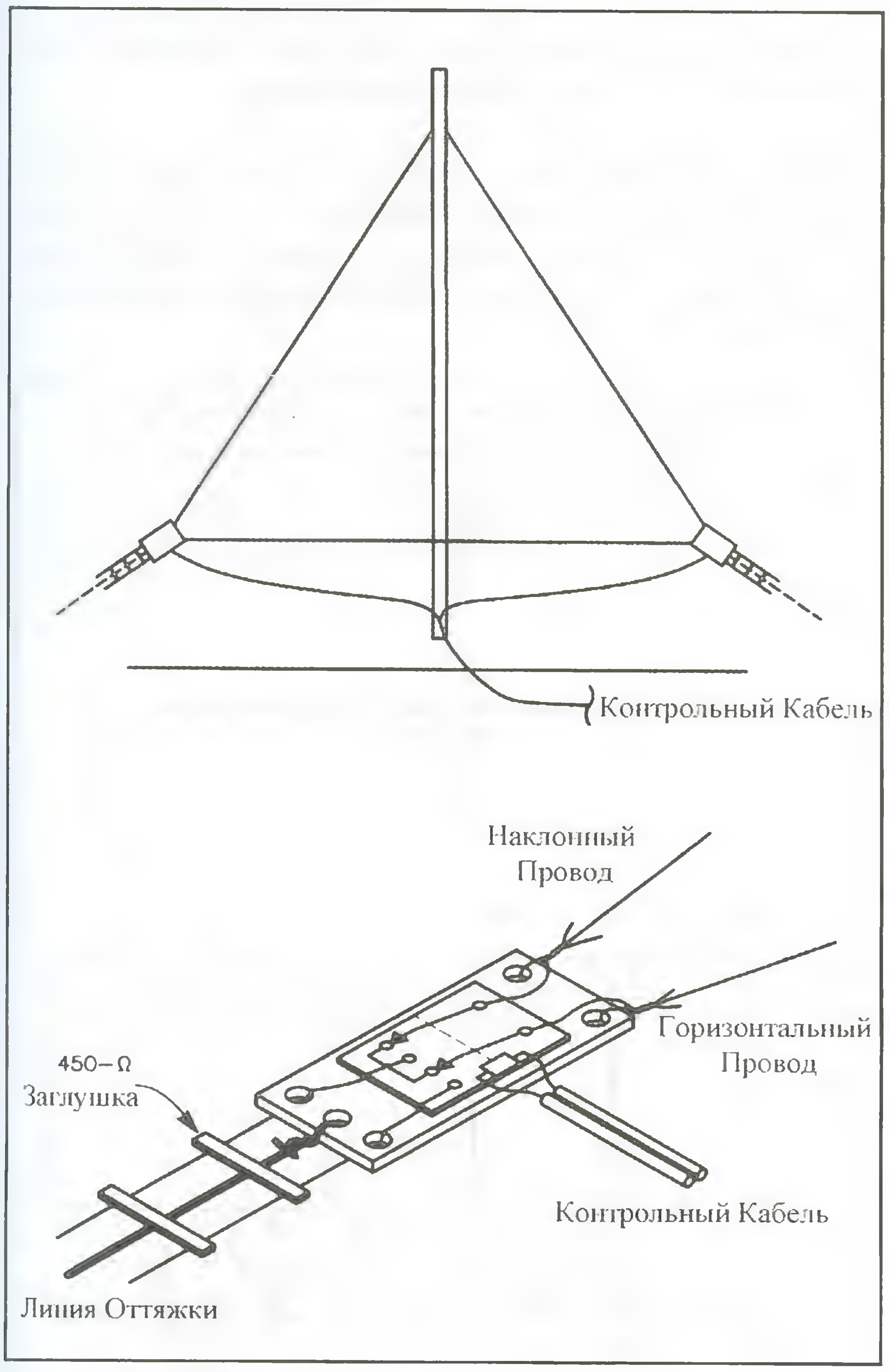


Рис.10.19. Небольшие пластиковые коробки, прикрепленные на кусочек стеклянно-эпоксидной дощечки, установлены на обоих углах основания рамки, и вмонтированные DTDP ретрансляторы для переключения заглушки из и в схему. Заглушки можно разместить на линии оттяжки (эти линии должны быть сделаны из изолирующего материала). Контрольные линии напряжения для ретрансляторов можно протянуть до места в центре основной линии и оттуда до будки. Не устанавливайте контрольные линии параллельно заглушкам.

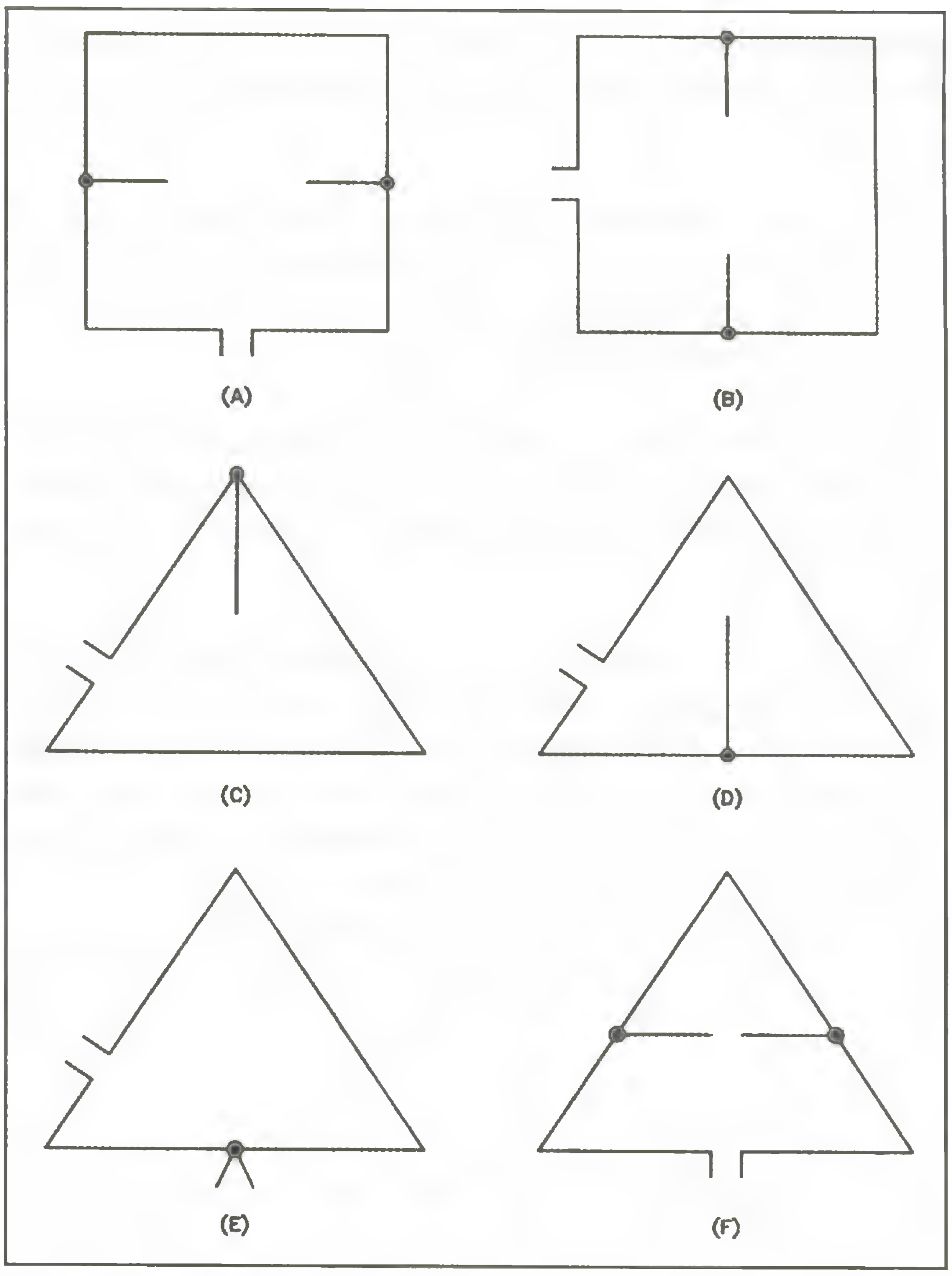


Рис.10.20. Различные конфигурации рамки и возможные емкостные варианты. Для максимальной эффективности емкостная нагрузка должна быть в точках максимального напряжения в рамке. Нагруженные провода имеют очень большое напряжение, поэтому необходимо очень хорошо их изолировать при установке.

Установка.

Если рамка для резонанса была урезана в высокочастотном конце диапазона, просто соедините длину провода зажимом в точке напряжения и измерьте КСВ, чтобы увидеть насколько снизилась резонансная частота. Эту операцию можно проделывать только несколько раз, чтобы определить нужную длину провода. Если окажется, что необходимая длина для одного провода слишком большая, соедините два или более проводов в параллель, и разверните веером концы проводов для увеличения емкости.

3.1.3. Полоса частот.

Используя один из приведенных выше методов нагрузки и переключающее устройство, можно создать рамку, которая полностью покроет 80-метровый диапазон частот с КСВ ниже 2.

3.2. Укороченные рамки.

Укороченные рамки описаны в любительской литературе [1115, 1116, 1121, 1129]. На Рис.10.21 изображены некоторые возможные варианты применения емкостной нагрузки к рамкам, посредством чего можно достигнуть значительный сдвиг частоты. G3FPQ использует двухэлементную укороченную 80-метровую квадратную рамку, в которой используются прямоугольные элементы с емкостной нагрузкой., как показано на Рис.10.21А. Провода с нагрузкой поддерживаются стекловолоконные распорки квадрата.

Этот метод делает возможным снизить частоту до 1.5, без снижения сопротивления излучения до нежелательного значения (рамка размерами для 5.7 MHz может иметь нагрузку вплоть до 3.8 MHz).

Треугольная рамка может быть нагружена аналогичным способом, хотя механическая конструкция может быть более сложной по сравнению с квадратной рамкой. См. Рис.10.21В.

В принципе, можно заменить параллельные провода (переменным) конденсатором. Это бы позволило нам настроить рамку. Для примера на Рис.10.21С требуется около 30 pF, чтобы сдвинуть частоту антенны с 5.7 до 3.8 MHz. Тем не менее, будьте осторожны, параллельно конденсатору существует очень высокое напряжение.

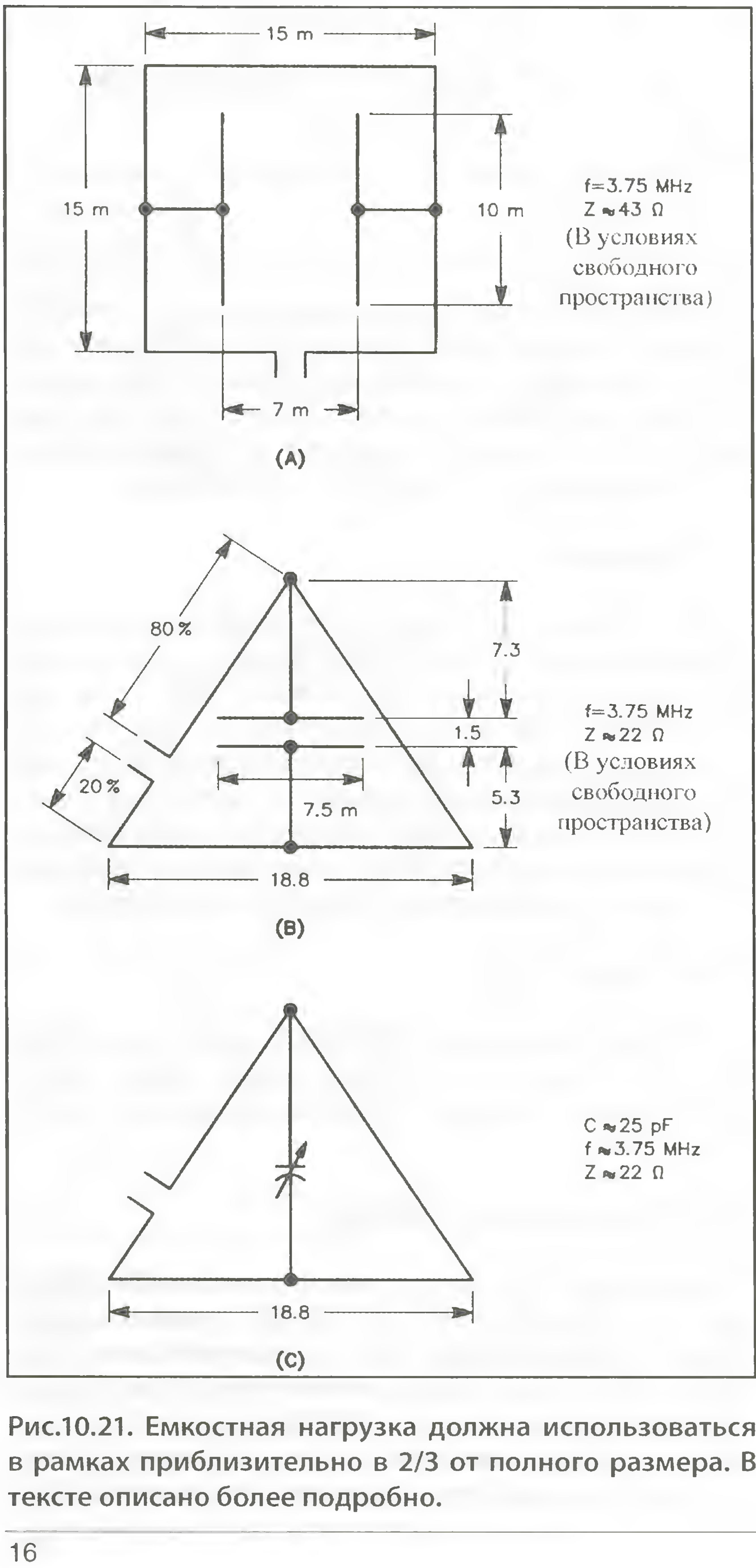


Рис.10.21. Емкостная нагрузка должна использоваться в рамках приблизительно в 2/3 от полного размера. В тексте описано более подробно.

4. Би-квадраты.

Периферия би-квадратной антенны составляет 2 λ и она открыта в точке, противоположной точке питания. Квадратную антенну можно представить в виде пары короткозамкнутых диполей на расстоянии ¼ λ. Аналогичным образом, би-квадратную антенну можно представить в виде синфазной двухэтажной четырех вибраторной (лежащей-Н) антенны с вертикально свернутыми концами, как показано на Рис.10.22. Не многие люди способны соорудить и установить би-квадратную антенну, поскольку ее размеры для низких частот довольно большие.

В условиях свободного пространства би-квадрат имеет коэффициент усиления 3dB над двумя ½ λ диполями в фазе (коллинеарными), и почти 5 dB над одним ½ λ диполем. В условиях реально проводящей земли, если провод основания находится на расстоянии 1/8 λ над землей (10 м для 80-метрового би-квадрата), коэффициент усиления би-квадрата имеет такое же значения, как и для двух ½ λ диполей в фазе. Основание двух ½ λ секций не способствует излучению антенны под малыми углами.

Преимуществом би-квадратной антенны перед двумя полуволновыми диполями в фазе является то, что антенна не показывает главный высоко-угольный боковой лепесток, который наблюдается у коллинеарной антенны при высоте выше ½ λ.

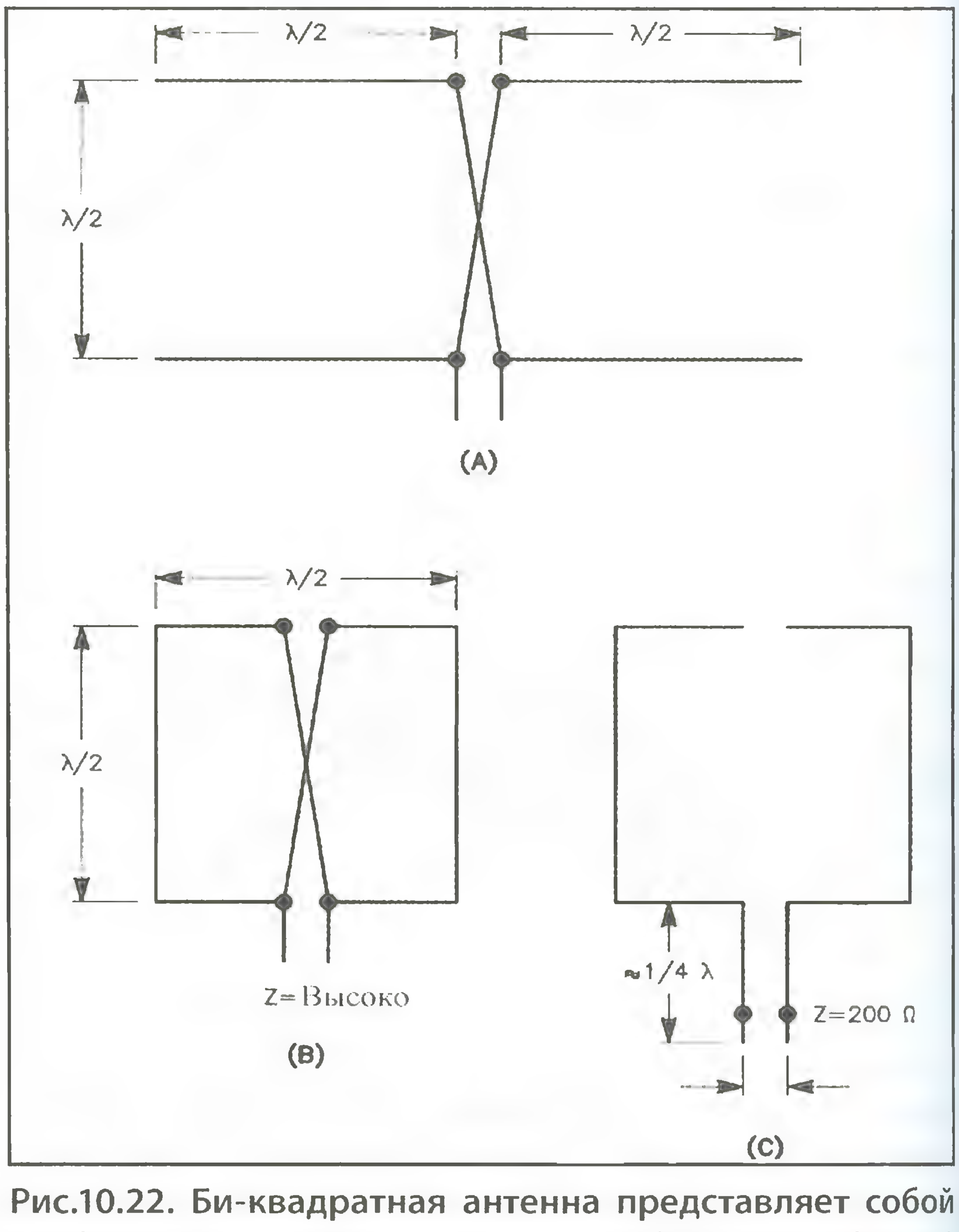


Рис.10.22. Би-квадратная антенна представляет собой синфазную двухэтажную четырех вибраторную (lazy-H) антенну (два коллинеарных диполя длиной ½ λ, составленные друг на друга на расстоянии ½ λ друг от друга и с питанием в фазе), с концами диполей наклоненными вниз (или вверх), которые соединены. Сопротивление в точке питания высокое и антенную решетку лучше всего подключить к питанию посредством ¼ - λ заглушки.

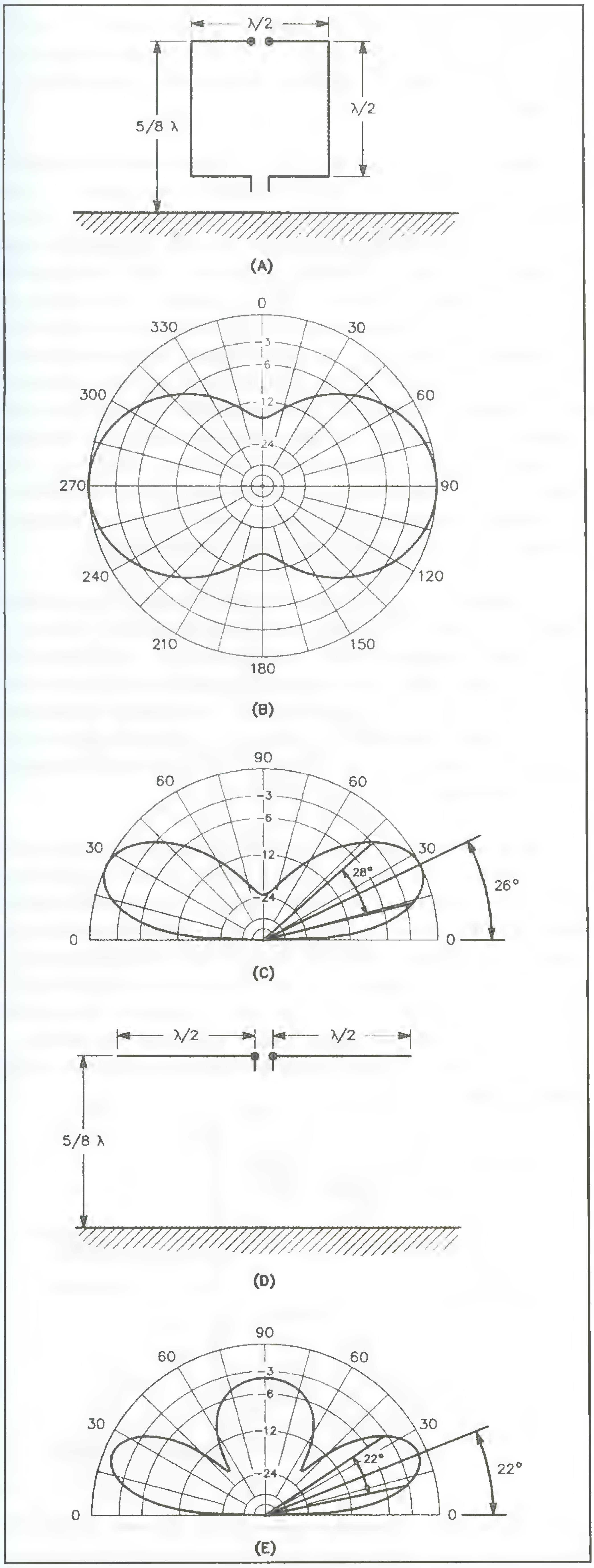


Рис.10.23. Би-квадратная антенна (А) и ее диаграммы излучения (В и С). Азимутальная диаграмма в (В) получена для угла излучения 25°. На (D), два полуволновых диполя в фазе, а на (Е) – их диаграмма излучения. Заметьте, что для верхнего провода на высоте 5/8 λ би-квадратная антенна не дает досаждающий высоко-угловой лепесток в случае с коллинеарной антенны.

На Рис.10.23 показаны диаграммы излучения би-квадратратной антенны и коллинеарной антенны с вершиной на высоте 5/8 λ. Обратите внимание на более ровную низко-угловую диаграмму би-квадрата. Конечно, можно достичь аналогичного результата снизив высоту коллинеарной антенны с 5/8 до ½ λ!

Би-квадрат можно поднять и выше для дальнейшего укорачивания угла волны без наличия высоко-угловых лепестков, до высоты вершины 2 λ. На этой высоте угол волны равен 14°, без какого-либо вторичного высоко-углового лепестка. С вершиной на высоте 5/8 λ угол волны равен 26°.

Чтобы использовать преимущества би-квадратной антенны, вам нужны довольно впечатляющие высоты для низких частот. N7UA является одной из нескольких станций, где используются такие антенны, и он дает самый сильный сигнал на длинном пути в Европу на 80 метрах. С хорошим переключающим устройством можно сделать антенну, которая работает как двухполупериодная рамка на половине частоты (например, 160 м для 80-метровой би-квадратной антенны).

Сопротивление в точке питания высокое (несколько тысяч Ом), и рекомендуется система питания, состоящая из 600-Ом линии с заглушкой для 200-Ом точки питания. Используя 4:1 симметрирующее устройство, коаксиальный кабель можно проложить от этой точки до будки. Или можно проложить 600-Ом линию до будки в воздушный тюнер антенны.

5. Половинная рамка (half loop).

Впервые о половинной рамке написал Belrose, VE2CV [1120 и 1130]. Эта антенна, в отличие от половинной наклонной антенны, не может быть установлена на высокой мачте, поддерживаемая квадратом или Yagi. Если бы такое произошло, половинная рамка была бы запитана параллельно мачте и диаграмма излучения была бы искажена. Этого можно избежать путем отсоединения мачты, используя ¼ λ заглушку [1130]. Питание половинной рамки может быть осуществлено различными способами, как показано на Рис.10.24.

5.1. Низко-угловая половинная рамка.

Для излучения на малых углах, точка питания может быть на концах наклонного провода (с заземленной мачтой), или еще на базе мачты (с заземленными концами наклонного провода). Диаграмма излучения в обоих случаях одинакова. Отношение F/S равно приблизительно 3 dB, и антенна лучше излучает в направлении, нормальном к раскрыву антенны (направление перпендикулярное плоскости, в которой находятся вертикальный и наклонный провода).

Существует некоторое искажение диаграммы в продольном направлении, но горизонтальная диаграмма излучения довольно всенаправлена. В основном излучение вертикально поляризовано, и для антенны требуются условия хорошей земли и радиальная система, как для любой вертикальной антенны. Также, половинная рамка на самом деле не входит в семейство больших рамочных антенн, но поскольку она является производной от полноразмерной рамки, в этой главе она трактуется скорее как короткозамкнутая вертикаль с нагрузкой на вершине.

Точная резонансная частота зависит в значительной степени от отношения диаметра вертикальной мачты к наклонному проводу. Размеры, указанные на Рис.10.24, приблизительные. Хорошо настроенные размеры можно получить в поле.

5.2. Высоко-угловая половинная рамка.

Половинная треугольная рамка может быть также использована как высоко-угловая антенна. В этом случае, вы должны изолировать секцию мачты от земли (используйте хороший изолятор, потому что она находится под высоким напряжением) и подсоедините питание к концу наклонного провода. Также, вы можете подключить питание к антенне между концом наклонного провода и землей, заизолировав основание мачты от земли. Те же размеры, при которых был резонанс в низко-угловой модели, в этих конфигурациях никакого резонанса не производят.

На Рис.10.25 показаны низко-угловые конфигурации с диаграммами излучения. Заметьте, что вариант с питанием на конце наклонного провода над землей производит излучение под большим углом, нежели вариант с питанием на конце основания мачты. В обоих случаях, другой надземный конец остается свободным (не соединяется с землей).

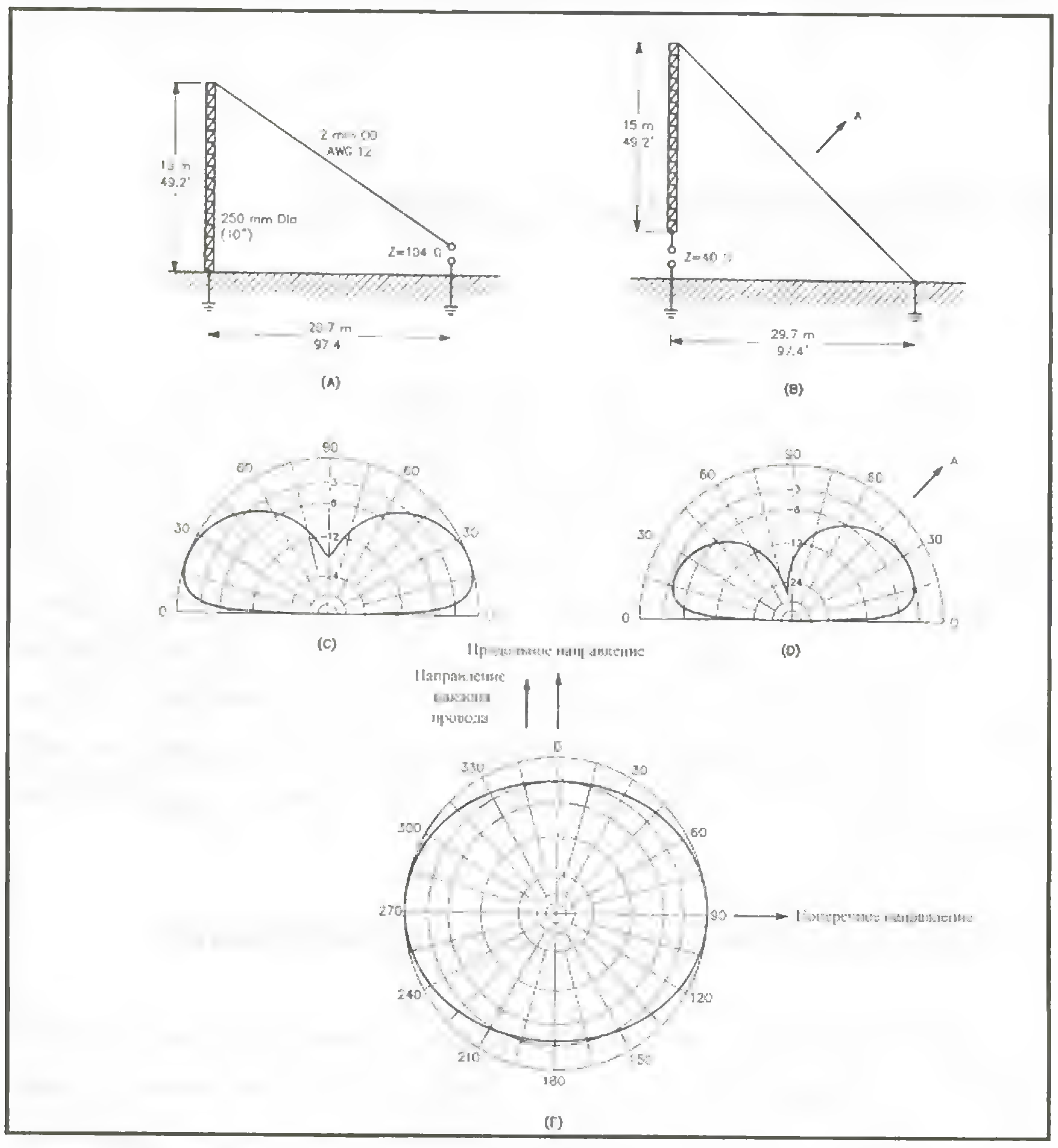

2 mm OD
AWG 12
15 m
49.2'
250 mm Dia
(10")
Z=104 Ω
29.7 m
97.4'
(A)
15 m
49.2'
Z=40 Ω
A
29.7 m
97.4'
(B)
90
60
60
30
30
-3
-6
-12
-24
0
0
(C)
90
60
60
30
30
-3
-6
-12
24
0
0
A
(D)
Продольное направление
Направление
наклона
провода
0
330
30
300
60
270
90
Поперечное направление
240
120
210
150
180
(E)

Рис.10.24. Половинная антенна для частоты 3.75 MHz, с питанием для излучения под малым углом. Точка питания антенны может быть на любом конце над землей (A и B). Заземленный конец должен быть соединен с хорошей почвенной системой, как проводник отражения от фидера от земли. Радиалы нужны для хорошей работы. Заметьте, что места расположения точки питания различны, а диаграммы излучения не изменяются. На (C) показана поперечная вертикальная диаграмма, на (D) – продольная вертикальная диаграмма, а на (E) – азимутальная диаграмма для угла излучения 20°.

Можно также использовать конфигурации с размерами отличными от тех, которые указаны на рисунке. То же самое относится к более высокой секции мачты и более короткому наклонному проводу. Если вы сдвинете конец наклонного провода дальше от мачты, вам потребуется уменьшить высоту мачты для сохранения резонанса, и сопротивление излучения уменьшится. Это, конечно, неблагоприятно повлияет на эффективность работы антенны. Если основание наклонного провода сдвинуть ближе к мачте, длину вертикали необходимо будет уменьшить для сохранения резонанса. Когда конец наклонного провода переместим полностью в основу мачты, мы получим ¼ λ вертикаль со свернутой системой питания. Сопротивление точки питания будет зависеть от расстояния и отношения диаметра мачты к диаметру провода питания.

По сравнению с нагруженной вертикалью, эта антенна имеет преимущество в дополнительной возможности перехода на высоко-угловую конфигурацию. Для заданной высоты, сопротивление излучения немного выше, чем для вертикали с нагрузкой в вершине, и не исходит излучения от нагрузки на вершине. Наклонный провод в этой конфигурации половинной рамки дает дополнительное излучение, т.е. увеличение (с 10% до 15%) в R_{rad}.

Возможность подключения питания к антенне на конце наклонного провода может тоже считаться преимуществом: Эта точка может находиться передатчике, таким образом, наклонный провод может быть подсоединен напрямую к тюнеру антенны. Это сделает возможным покрытие широкого диапазона частот путем простого переключения тюнера антенны. Переключение от больших до малых углов излучения антенны, в этом случае, заключается в заземлении базы башни в землю (для излучения на малых углах).

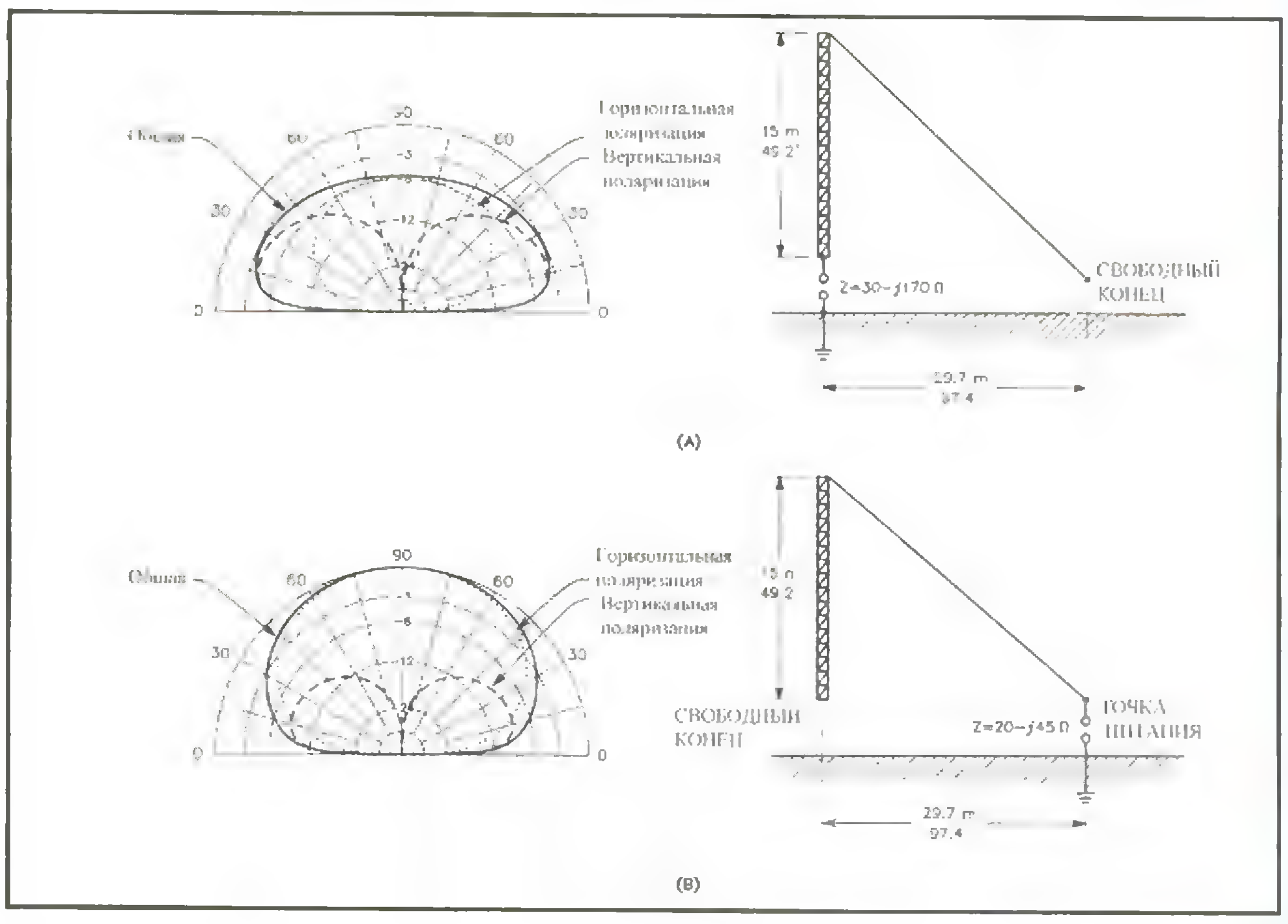

Общая
90
60
60
30
30
-3
-6
-12
-24
0
0
Горизонтальная
поляризация
Вертикальная
поляризация
15 m
49.2'
Z=30−j170 Ω
СВОБОДНЫЙ
КОНЕЦ
29.7 m
97.4'
(A)
Общая
90
60
60
30
30
-3
-6
-12
24
0
0
Горизонтальная
поляризация
Вертикальная
поляризация
15 m
49.2'
СВОБОДНЫЙ
КОНЕЦ
Z=20−j45 Ω
ТОЧКА
ПИТАНИЯ
29.7 m
97.4'
(B)

Рис.10.25. Высоко-угловые варианты половинной треугольной рамочной антенны для частоты 3.75 MHz. Как и в случае с низко-угловыми вариантами, точка питания антенны может быть на любом конце (над землей). Другой конец должен быть свободным (не касаться земли). Два разных положения точки питания дают разные высоко-угловые диаграммы и разные сопротивления в точках питания.

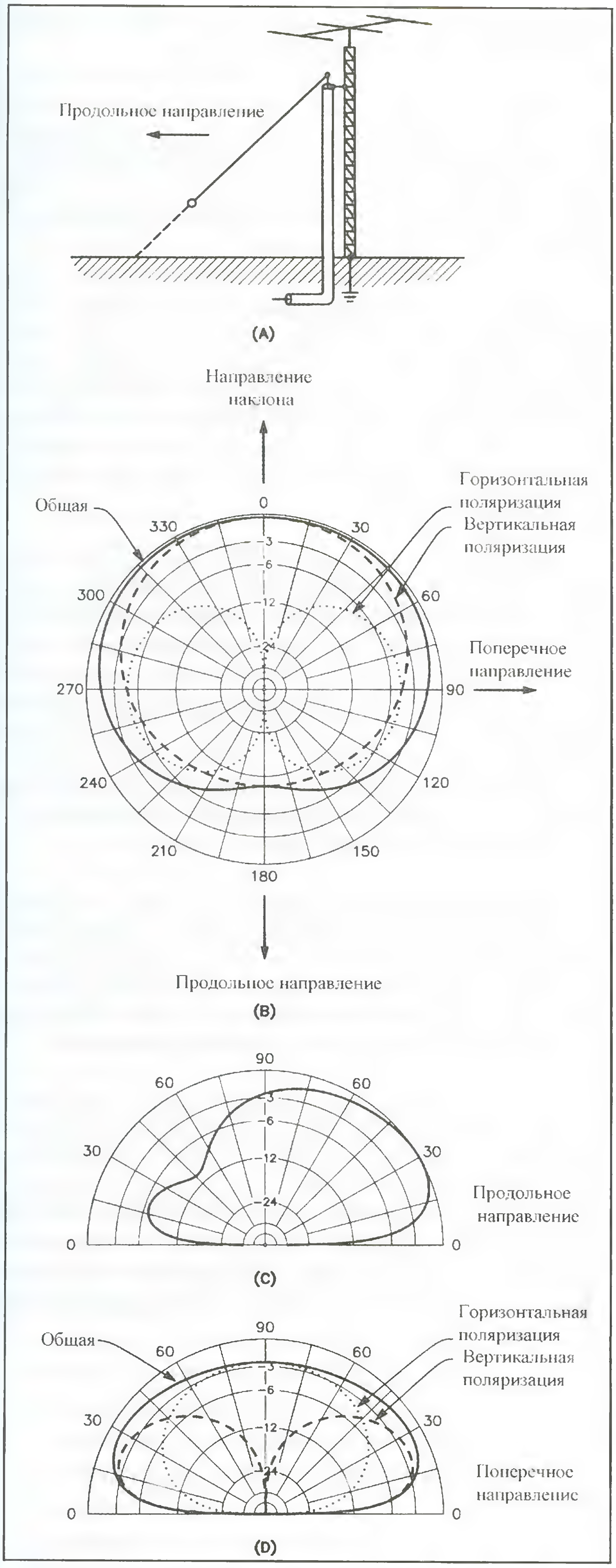

Продольное направление
(A)
Направление наклона
Горизонтальная поляризация
Общая
Вертикальная поляризация
0
330
30
300
60
-3
-6
-12
-24
Поперечное направление
270
90
240
120
210
150
180
Продольное направление
(B)
90
60
60
30
30
-3
-6
-12
-24
Продольное направление
0
0
(C)
Горизонтальная поляризация
Общая
90
Вертикальная поляризация
60
60
30
30
-3
-6
-12
-24
Поперечное направление
0
0
(D)

Рис.10.26. На (A) изображен половинный наклонный провод на 18-метровой мачте, которая является опорой для трехэлементной полнометражной 20-метровой антенны Yagi. НА (B) представлена азимутальная диаграмма для угла излучения 45° с вертикально и горизонтально поляризованными составляющими, а на (C) и (D) – диаграммы в вертикальной плоскости. Антенна дает умеренный показатель F/B в продольном направлении под углом излучения 45°.

6. Половинный наклонный провод (half sloper).

Хотя так называемый половинный наклонный провод, Рис.10-26A, может выглядеть как половинная треугольная рамка, он не относится к рамочным антеннам. Как мы можем убедиться, это ближе к нагруженной вертикали с определенной согласующей системой и распределением тока.

Четвертьволновые наклонные провода являются типичным результатом изобретательности радиолюбителей. Многие Dxers, не располагающие достаточным пространством для больших антенн, совершенствуя низко-угловые излучатели, обнаружили, что половинные наклонные провода дают хороший результат. Конечно, они не знают насколько лучше могут быть другие антенны, поскольку у них нет места для испытания. Другие сказали, что они не могут сделать так, чтобы их наклонный провод резонировал на желаемой частоте (это происходит из-за того, что они потеряли надежду, как говорится в поговорке «найти иголку в стоге сена»). Несомненно, резонанс и излучение – это две разные вещи. Это не потому, что вы не можете сделать резонансную антенну, которая бы плохо работала. Может им нужна согласующая схема?

Короче говоря, половинные наклонные провода кажутся совершенно непредсказуемыми. Существует множество параметров (различные высоты мачты, различная нагрузка мачты, различные углы наклона, и пр.), которые определяют резонансную частоту наклонного провода и сопротивление точки питания.

В отличие от половинной треугольной рамки, половинный наклонный провод трудно поддается анализу, с общей точки зрения, поскольку каждый наклонный провод отличается от любого другого.

Belrode, VE2CV, тщательно проанализировал наклонный провод, используя масштабные модели в профессиональном диапазоне тестирования [647]. Его открытия были подтверждены DeMaw, W1FB [650]. Ранее, Atchley, W1CF, рассказал о невероятном результате работы своего наклонного провода на 160 метрах [645].

С помощью программы MININEC я смоделировал 80-метровый половинный наклонный провод. После многих часов изучения влияния, изменяя многие параметры (высоту мачты, размер нагрузки на вершине, высоту точки устройства, длину наклонного провода, угол наклона провода, характеристики земли, и т.д.), я пришел к следующим выводам:

- Так называемый половинный наклонный провод представляет собой вертикальный и наклонный провода. Оба влияют на диаграмму излучения. Диаграмма излучения существенным образом всенаправлена. Излучение под малым углом исходит из нагруженной мачты, излучение под большим углом – из горизонтального компонента наклонного провода. Антенна излучает множество сигналов под большими углами (исходящие из наклонного провода).

- Над плохо проводящей землей антенна имеет некоторое преимущество в отношении F/B в направлении наклона, изменяясь от 10 до 15 dB при конкретных углах излучения.

- Над хорошо и идеально проводящей землей отношение F/B не превышает нескольких dB.

Интересное заявление распространил в Интернете Rys, SP5EWY, написав «хорошо, раньше я использовал мою мачту без противовесов и половинный наклонный провод благоприятный на Юге, с проводами, наклоненными в этом направлении, по крайней мере с одним S-юнитом. Позже я добавил 20 противовесов и теперь она излучает одинаково во всех направлениях».

По существу, половинный наклонный провод является вертикалью с нагрузкой на вершине, к которой питание подсоединено в точке вдоль мачты, где комбинация сопротивления мачты и сопротивления наклонного провода дает 50-Ом сопротивление (по крайней мере это то, что мы и хотели). Наклонный провод также работает как противовес, к которому подсоединены другой проводник линии питания (как противовесы на вертикальной антенне). Другими словами, наклонный провод является только малой частью антенны, частью, с помощью которой создается резонанс и согласуется линия питания. Belrose [647] также выяснил, что половинный наклонный провод является эффективной вертикалью с нагрузкой в вершине. На Рис.10.26 (от B до D) показаны типичные диаграммы излучения для антенны с половинным наклонным проводом.

Моделируя антенну, было крайне необходимо найти точку на мачте и длину наклонного провода и угол, которые хорошо согласуются с 50-Ом линией. Точка соединения на мачте не должна обязательно быть на вершине. Не важно насколько высоко она находится, поскольку нас не очень интересует излучение наклонного провода.

Изменение точки соединения и длины наклонного провода не значительно меняет диаграмму излучения. Это говорит о том, что мачта (с емкостной нагрузкой с Yagi) производит большую часть излучения. Поскольку антенна производит в основном вертикально поляризованные волны, необходима хорошая земля.

Проведя несколько ночей в моделировании половинных наклонные провода, Я настоятельно рекомендую любому пользователю сначала моделировать антенну в программе MININEC. (ELNEC даже лучше подойдет для этой цели, поскольку имеет дружественный пользовательский интерфейс для кратных итераций.)

Интересные результаты анализа привел D. DeMaw [650]. DeMaw выявил, что для антенны требуется металлическая опора, а не деревянная мачта. Но он не подчеркнул в своем исследовании, что именно металлическая опора дает почти все желаемое излучение под малым углом. Тем не менее, DeMaw выявил необходимость условий хорошей земли для мачты, что в неявной форме допускает, что мачта производит излучение.

DeMaw также говорит «антенна не резонирует на рабочей частоте», из чего следует, что наклонный провод не имеет четвертьволновой длины. И опять же это довольно непонятно, поскольку дает право утверждать, что наклонный провод является антенной, хотя на самом деле это не так. Описание результатов проведения испытаний DeMaw подтверждает то, что мы смоделировали: из-за наличия излучения под большим углом это превосходит по быстродействию вертикаль для коротких и средних контактов диапазона, когда как вертикаль принимает под малыми углами для реальных контактов DX.

Резюмируя работу половинных наклонных проводов, можно привести заслуживающее внимания высказывание Belrose «Если бы у меня была одна четвертьволновая мачта, я бы запустил полно волновую треугольную рамку, вершиной вверх, с питанием в нижнем углу, и это была бы лучшая антенна типа DX, которую я когда-либо моделировал».

Конечно, основная линия треугольной рамки составляет около 100 футов (на 80-метровом диапазоне), в отличие от половинного наклонного провода. Но половинному наклонному проводу, как любой вертикали, для хорошей работы требуются противовесы. Это может звучать, как если бы половинный наклонный провод имел преимущество пространства перед многими другими низкочастотными антеннами, но это относится только к любой вертикальной антенне.

БЛАГОДАРНОСТЬ WOUN. 3

1. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ. 3

2. ЭЛЕМЕНТЫ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ 4

3. КОНСТРУИРОВАНИЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ. 4
- 3.1. Моделирование антенных решеток. 4
- 3.2. Создание правильной амплитуды и фазы. 4
  - 3.2.1. Эффекты взаимной связи элементов. 6
  - 3.2.2. Расчет входных сопротивлений 6
  - 3.2.3. Моделирование антенной решетки 8
- 3.3. Конструирование системы возбуждения. 9
  - 3.3.1. Ошибочный путь 9
  - 3.3.2. Метод Christman. 10
  - 3.3.3. Метод Lewallen. 12
  - 3.3.3.1. Расчет для антенных решеток с большим количеством элементов. 13
  - 3.3.3.2. Использование метода Lewallen для антенных решеток с различными амплитудами токов возбуждения. 14
  - 3.3.3.3. Настройка LC цепи Lewallen 15
  - 3.3.4. Модифицированный метод Lewallen. 16
  - 3.3.5. Метод Collin. 17
  - 3.3.6. Метод Gehrke. 19
  - 3.3.7. Выбор наилучшей возбуждающей системы. 22
  - 3.3.8. Настойка и измерения вертикальных антенных решеток 23
  - 3.3.8.1. Измерение резонанса антенны. 23
  - 3.3.8.2. Измерение сопротивления антенны. 24
  - 3.3.8.3. Отрезание кабельных линий передачи необходимой длины. 25
  - 3.3.8.4. Измерения цепей 27
  - 3.3.8.5. Измерение амплитуды и фазы тока возбуждения антенны 29
  - 3.3.8.6. Квадратурно возбуждаемые антенные решетки. 29
  - 3.3.8.7. Измерение влияния взаимной связи. 32
  - 3.3.8.8. Измерения характеристик. 33
  - 3.3.9. Задание значений элементов цепи 33

4. ПОПУЛЯРНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ. 34
- 4.1. 2-х элементная кардиоидная антенная решетка. 34
  - 4.1.1. Система возбуждения Christman. 34
  - 4.1.2. Возбуждающая система Levallen. 35
  - 4.1.3. Использование гибридного ответвителя Collin. 35
  - 4.1.4. Как предотвратить переключение под напряжением. 36
- 4.2. 2-х элементная кардиоидная антенная решетка с расстоянием между элементами 1/2λ и разностью фаз 135° 37
  - 4.2.1. Модифицированная система возбуждения Levallen 38
  - 4.2.2. Метод Christman. 39
- 4.3. Два синфазных элемента на расстоянии ½λ. 39
  - 4.3.1. Система возбуждения. 39
- 4.4. Трехэлементная антенная решетка с расстоянием между элементами ½λ, возбуждаемыми синфазно с биномиальным амплитудным распределением 40
  - 4.4.1. Система возбуждения вынужденными токами. 40
- 4.5. 2-х элементная двунаправленная антенная решетка осевого излучения с расстоянием между элементами ½λ, возбуждаемыми с разностью фаз 180°. 41
  - 4.5.1. Система возбуждения вынужденным током. 42
  - 4.5.2. Близкое расположение элементов. 42
- 4.6. Трехэлементная антенная решетка осевого излучения с расстоянием ¼λ между квадратурно возбуждаемыми элементами. 43
  - 4.6.1. Система возбуждения Levallen. 44
  - 4.6.2. Система возбуждения Collin. 45
- 4.7. 3-х элементная антенная решетка осевого излучения с расстоянием между элементами ¼λ и не квадратурным возбуждением. 46
  - 4.7.1. Модифицированная система возбуждения Christman. 47
  - 4.7.2. Система вынужденного тока 48
- 4.8. 3-х элементная антенная решетка осевого излучения с расстоянием между излучателями 1/8 λ и не квадратурным возбуждением. 49
  - 4.8.1. Возбуждающая система вынужденного тока. 50
- 4.9. 4-х элементные квадратные антенные решетки. 52
  - 4.9.1. Переключение диаграммы направленности для 4-х элементных квадратных антенных решеток. 52
  - 4.9.2. 4-х элементная квадратная антенная решетка с четвертьволновой стороной квадрата, возбуждаемая в квадратуре. 52
  - 4.9.2.1. Метод возбуждения Levallen. 53
  - 4.9.2.2. Метод возбуждения Collin 55
  - 4.9.3. 4-х элементная квадратная антенная решетка с расстоянием между элементами 1/8 λ. 56
  - 4.9.3.1. Модифицированный метод Levallen. 57
  - 4.9.4. Оптимизированная 4-х элементная квадратная антенная решетка 58
- 4.10. Другие 4-х элементные квадратные антенные решетки. 60
  - 4.10.1. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами ¼λ, расположенные бок о бок на расстоянии ½ λ и возбужденные в фазе. 60
  - 4.10.2. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии ½ λ и возбужденные в фазе 61
  - 4.10.3. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами ¼λ, расположенные бок о бок на расстоянии ¼λ и возбуждаемые в фазе. 63
  - 4.10.4. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии ¼λ и возбуждаемые в фазе. 64
  - 4.10.5. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии 1/8 λ и возбуждаемые в фазе. 66
- 4.11. Треугольные антенные решетки. 67
  - 4.11.1. Треугольная решетка, возбуждаемая в квадратуре. 68
  - 4.11.1.1. Первая схема. 68
  - 4.11.1.2. Вторая схема. 70
  - 4.11.2. Треугольная антенная решетка с улучшенным фазированием. 70
  - 4.11.2.1. Первая схема. 71
  - 4.11.2.2. Вторая схема. 72
  - 4.11.3. Антенная решетка с вдвое меньшими размерами. 73
  - 4.11.3.1. Первый вариант. 73
  - 4.11.3.2. Второй вариант. 74
- 4.12. Предельная вертикальная антенная решетка: 9-ти элементная круговая антенная решетка WOUN. 75

5. КОНСТРУКЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ. 78
- 5.1. Конструктивный анализ. 78

5.2. Шлейфовое питание в сравнении с последовательным. 79
5.3. 4-х элементная квадратная антенная решетка с проволочными элементами. 79
5.3.1. Основы. 79
5.3.2. Нагрузка элементов для работы в CW режиме. 80
5.3.3. Линии передачи ¼λ. 81
5.3.4. Мощность потерь. 81
5.3.5. Усиление и направленность. 81
5.3.6. Конструкция. 82
5.3.7. Использование фазирующей возбуждающей системы Levallen. 83
5.3.8. Характеристики антенной решетки. 83
5.4. Вертикальные Т – нагруженные элементы 84

6. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ИЗ НАКЛОННЫХ ВЕРТИКАЛЬНЫХ АНТЕНН. 85
6.1. 4-х элементная антенная решетка с наклонными диполями ½λ. 85
6.2. Квадратная антенная K8UR решетка из наклонных диполей 86
6.3. 4-х элементная квадратная антенная решетка с четвертьволновыми наклонными вертикальными антеннами. 87

7. ТРИ 4-Х ЭЛЕМЕНТНЫЕ КВАДРАТНЫЕ РЕШЕТКИ В ОДНОЙ. 89
8. Использование элементов различной физической длины. 89

9. СИСТЕМА ПРОТИВОВЕСОВ ДЛЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК. 90
9.1. Закопанные противовесы. 90

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ. 91

11. ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Благодарность W0UN.

Если вы желаете иметь усиление и направленность в одном из длинноволновых диапазонов и если вы живете в местности с хорошей или очень хорошей землей, то антенная решетка, выполненная из вертикальных элементов, может быть ответом, дающим вам эту возможность. Если вы живете в пустынной или скалистой местности с плохими электрическими характеристиками земли, то вам, вероятно, лучше обратить внимание на антенные решетки, выполненные из горизонтально поляризованных антенн или, может быть, из (укороченных) Яги или квадратных рамочных антенн, если вы хотите получить усиление и эффективность. Причина заключается в том, что отражение радиоволн от неидеальной земли очень сильно отличается для горизонтально поляризованных и вертикально поляризованных сигналов (см. главу 8. разделы 1.1.2 и 1.2.1.4.).

Что касается качества земли, то к решеткам, выполненным из вертикальных элементов, предъявляют те же самые требования, как и к отдельным вертикальным антеннам. Если вы позаботитесь о хорошем качестве системы заземления для сбора токов, наводимых в земле (что обычно не составляет проблем) и имеете достаточно хорошую экранировку земли, чтобы экранировать землю с потерями от вертикальной антенны (или, может быть, имеете приподнятую систему противовесов длиной, по крайней мере, 1/4λ), а также, к счастью, проживаете в местности с хорошими электрическими свойствами земли (это трудно, если не невозможно проверить), тогда вы можете надеяться на очень хорошие качества вертикальной решетки. Перед тем, как вы решитесь строить решетку, затратьте время на понимание механизма работы антенной решетки со всеми ее элементами. Диполи, монополи и другие антенны могут быть объединены в антенную решетку для получения большей направленности (и усиления) либо в вертикальной, либо в горизонтальной плоскостях (или в обеих сразу). Обычно горизонтальной направленности добиваются на высоких частотах (3-30 МГц), в то время, как на УВЧ вертикальная направленность часто необходима для концентрирования ВЧ энергии близко к горизонту (например, в антеннах ретрансляторов).

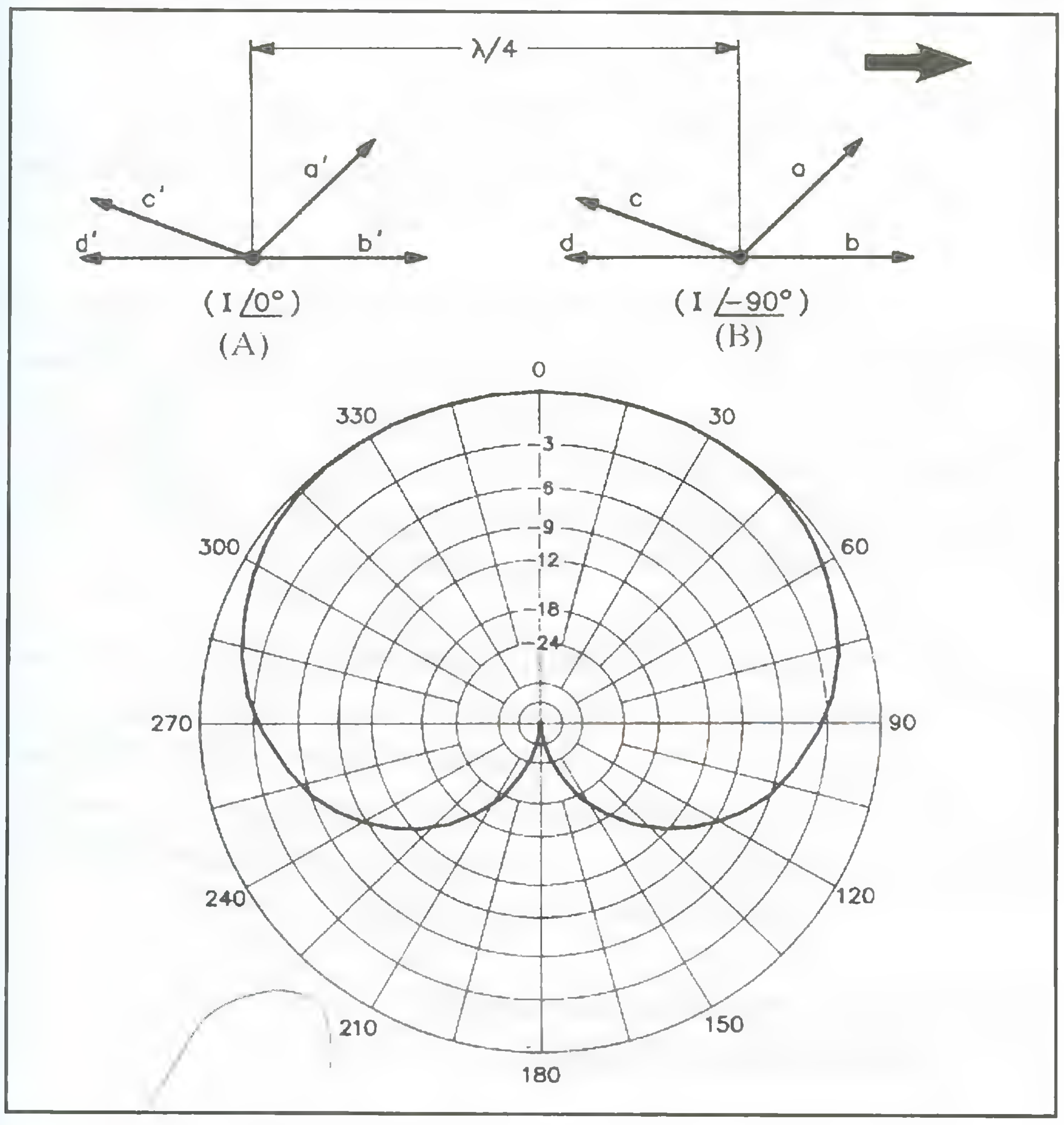


Рис.11.1. Антенны A и B возбуждаются одинаковым током, но антенна A опережает по фазе антенну B на 90 °. Графический анализ нескольких лучей показывает, что решетка излучает большую мощность в направлении лучей b и b', где эти лучи из-за пространственного разнесения и разности фаз между элементами максимально усиливаются. Результирующая диаграмма направленности рассчитана для угла равного 0° над идеальной землей.

В этой главе содержатся сведения об антенных решетках, выполненных из элементов не имеющих направленности в горизонтальной плоскости: вертикальных антенн.

1. Диаграммы направленности.

Как формируется диаграмма направленности.

Рассмотрим две вертикальные антенны с расстоянием между ними равным D и возбуждаемыми с разностью фаз a'. На рис.11.1 показаны две вертикальные антенны A и B. Будем считать свойства земли независящими от направления, а антенны ненаправленными. Лучи a и a' от антенн A и B имеют разность фаз, зависящую от четырех факторов:

1. Расстояния между ними.
2. Разности фаз, с которой ВЧ токи подводятся к точкам возбуждения антенн.
3. Углов лучей A и B относительно линии AB.
4. Амплитуды тока в каждом элементе.

Рассмотрим особый случай, когда расстояние между элементами равно ¼λ, а разность фаз между ними равна 90°, как показано на рис.11.1. Ясно, что лучи b и b' будут в фазе (¼λ из-за разности расстояний минус ¼λ из-за разности фаз 90°). Аналогично, лучи d и d' будут иметь разность фаз 180°. Лучи a и a' усиливают друг друга, а лучи c и c' дополняют друг друга в значительно меньшей степени. Результирующая диаграмма названа кардиоидой.

Направленность над идеальной землей.

На рис.11.2 показан ряд диаграмм направленностей, полученных при различных комбинациях двух монополей над идеальной землей и нулевом угле излучения. Эти диаграммы направленности являются классическими в каждом хорошем антенном справочнике. Эти диаграммы для теоретического угла излучения, равного нулю.

Направленность над реальной землей.

Над реальной землей излучение под нулевым углом отсутствует. Все явления над реальной землей, которые описаны в главе, посвященной вертикальным антеннам, полностью применимы и для антенных решеток из вертикальных антенн.

Направление излучения.

Существует простое правило: Антенная решетка всегда излучает в направлении элемента с запаздыванием фазы тока возбуждения.

2. Элементы антенной решетки.

В принципе, весь ряд вертикальных антенн, описанных в главе по вертикальным антеннам, может быть использован в качестве элементов вертикальных антенных решеток. Четвертьволновые вертикальные элементы имеют прочную репутацию несложного согласования с линией передачи 50 Ом, что верно для отдельной вертикальной антенны. В этой главе мы рассмотрим причины, из-за которых четвертьволновая резонансная вертикальная антенна не имеет активную часть входного сопротивления антенны равную 36.6 Ом, если она находится в составе антенной решетки (даже если предполагать идеальную землю). Четвертьволновые элементы все еще останутся хорошим выбором, пока они будут иметь достаточно высокое сопротивление излучения, что гарантирует хорошую суммарную эффективность. На 160 метрах в качестве элементов могут использоваться укороченные вертикальные антенны с концевой нагрузкой, как описано в главе по вертикальным антеннам.

Методология конструирования антенных решеток приведена в разделе 3, поскольку все конструкции, рассмотренные в разделе 4, предполагают, что все элементы антенной решетки физически идентичны и с одинаковым распределением тока в каждом элементе. На практике это означает, что могут быть использованы только элементы с длиной вплоть до ¼λ. Диаграммы, приведенные в разделе 4, не применимы, если вы используете элементы значительно длиннее, чем ¼λ. Они не применимы для элементов длиной ½λ или 5/8λ. Если хотите использовать «длинные» элементы, вы должны применять модель конструирования, использующую особые длины элементов [959]. Возможно возникновение проблемы, если вы захотите использовать вертикальные башни, возбуждаемые при помощи шунта, и имеющие ВЧ лучи, в качестве элементов антенной решетки. Вместе со своими концевыми нагрузками эти башни часто имеют длину много больше ¼λ.

3. Конструирование антенной решетки.

Диаграммы направленности, приведенные на рис.11.2, дают хорошее представление, что может быть получено при различных расположениях и различных фазовых задержках в двухэлементной антенной решетке. Для антенных решеток с большим количеством элементов существуют популярные классические конструкции.

Хорошие антенные решетки должны удовлетворять следующим условиям:

- Высокое усиление.
- Хорошее отношение вперед/назад при больших углах излучения.
- Простота возбуждения.
- Простота переключения направления излучения.

3.1. Моделирование антенных решеток.

Оригинальная программа MININEC непосредственно не пригодна для моделирования антенных решеток. Возбуждение элементов в MININEC предусмотрено при помощи напряжения. Для ВЧ источников в антенной решетке мы обычно задаем токи. Именно ток (амплитуда и фаза) в каждом элементе определяет диаграмму направленности антенной решетки.

ELNEC, основанный на MININEC, преодолевает эту проблему и пользователь может выбрать определение источника как в виде напряжения, так и тока.

Если только вы хотите выполнить моделирование, которое включает влияние системы противовесов и влияние «бедной» земли, то потребуется полная версия NEC программы. Исследование системы приподнятых противовесов или закопанных противовесов также потребует NEC (NEC-3, если противовесы закопанные).

В этой главе мы сравним характеристики антенной решетки с характеристиками одиночной вертикальной антенны над идентичными поверхностями земли. Влияние системы противовесов будут включены в форме эквивалентного сопротивления потерь, последовательно включенного в точке возбуждения каждого элемента.

3.2. Создание правильной амплитуды и фазы.

Существует очень большая разница между конструированием антенной решетки на бумаге или компьютерным моделированием и ее реализацией на практике. При единственном элементе антенны (одна вертикальная антенна, диполь и т.д.) мы не беспокоимся о токе возбуждения (амплитуде и фазе), поскольку существует только одна точка возбуждения. С фазированными антенными решетками это положение существенно отличается.

Во первых, мы должны решиться на постройку антенной решетки. Одна из проблем здесь, это как достичь правильного распределения токов возбуждения во всех элементах (амплитуд и фазовых углов).

Когда мы анализируем антенную решетку при помощи моделирующих программ, мы замечаем, что входные сопротивления элементов отличаются от их значений для одиночной антенны.

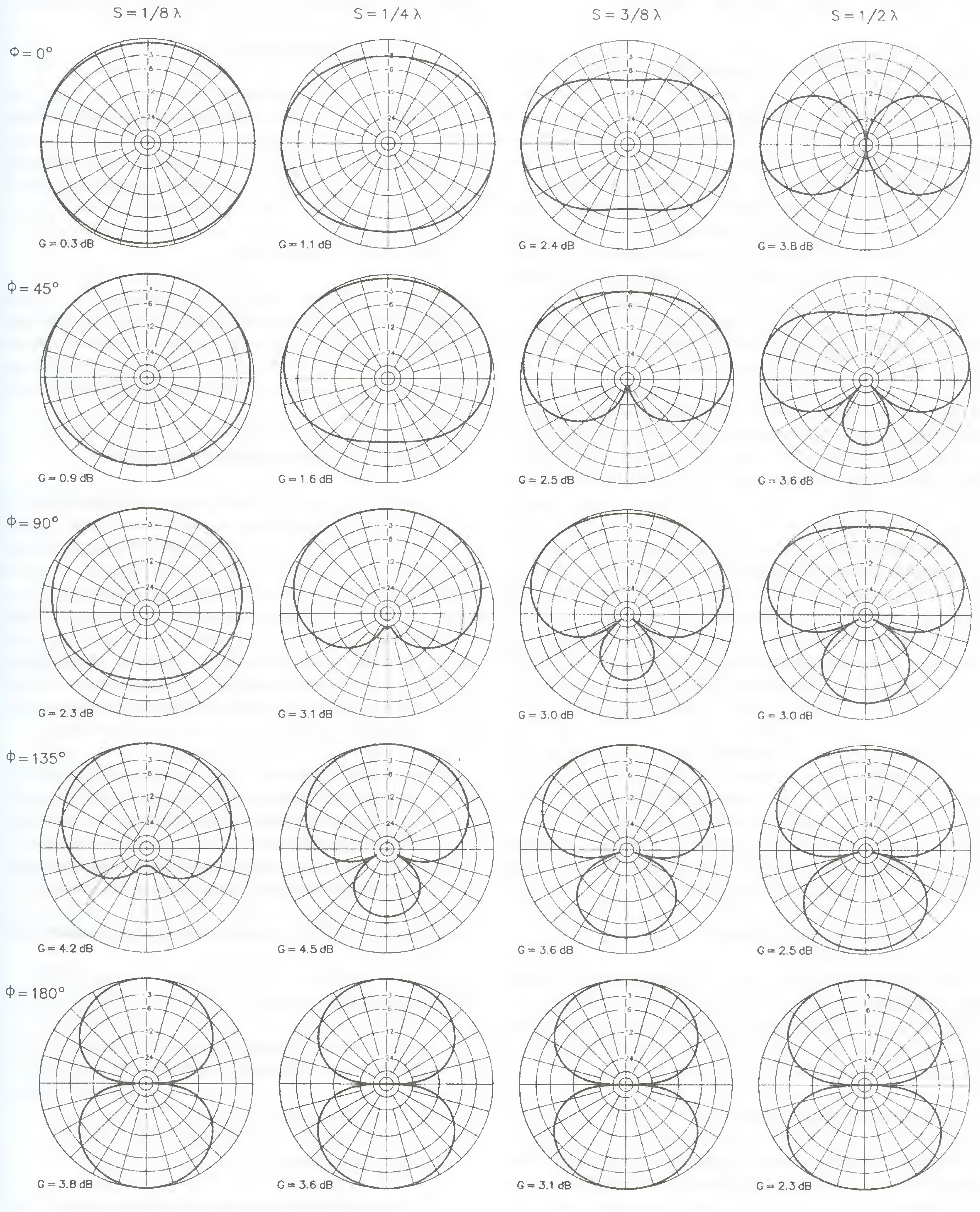


Рис.11.2. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости вертикальной двухэлементной антенной решетки (оба элемента возбуждаются одинаковой амплитудой). Элементы расположены вдоль вертикальной оси и верхний элемент является элементом, в котором происходит запаздывание фазового угла. Диаграммы приведены для угла излучения, равного 0° над идеальной землей. (В соответствии с "The ARRL Antenna Book")

Если входное сопротивление одиночной четвертьволновой вертикальной антенны над идеальной землей равно 36 Ом, оно всегда отличается от этого значения в составе антенной решетки из-за взаимной связи элементов.

3.2.1.Эффекты взаимной связи элементов.

Множество статей в радиолюбительских публикациях адресовано проблемам взаимной связи при конструировании фазированных антенных решеток и их учета при построении. Gehrke, K2BT, написал известную серию статей о конструированию фазированных антенных решеток [921-925, 927]. Эти статьи очень рекомендуются для любого, кто задумал построить фазированную антенную решетку из вертикальных антенн. Другая превосходная статья Christman, K3LC (бывший KB8I), [929] освещает те же проблемы. Эти проблемы хорошо освещены в 15-м и более поздних выпусках "The ARRL Antenna Book", где Lewallen, W7EL, написал всеобъемлющую статью по антенным решеткам. Взаимная связь появится, если мы приблизим друг к другу две резонансные цепи с близкими резонансами. Это является причиной того, что антенна с паразитными элементами работает также. Горизонтально поляризованные антенны с паразитно возбужденными элементами широко используются в высокочастотных полосах. В длинноволновых диапазонах близость земли ограничивает для конструктора управление токами в каждом элементе. Решетки (вертикальных) антенн, где возбуждается каждый элемент, преодолевают это ограничение и, в принципе, конструктор имеет неограниченное управление всеми параметрами. В так называемых фазированных антенных решетках все элементы индивидуальны и физически возбуждены при помощи подвода мощности по индивидуальным линиям передачи к каждому элементу антенной решетки. Каждая линия передачи доставляет ток необходимой амплитуды и фазы. Существует одна главная, часто не выявленная проблема с антенными решетками.

Когда мы задумываем возбудить все элементы, мы часто неправильно предполагаем, что взаимной связи нет или она так мала, что ее можно игнорировать. Принятие во внимание взаимной связи усложняет жизнь, так как теперь мы будем иметь два источника мощности для каждого элемента антенной решетки: паразитная связь плюс непосредственное возбуждение.

Собственное сопротивление.

Мы знаем, что входное сопротивление одиночной четвертьволновой антенны над идеальной землей в резонансе равно 36 + j0 Ом при достаточно тонком проводнике. При рассмотрении антенных решеток мы будем называть это собственным сопротивлением элемента.

Связанное сопротивление.

Сопротивление элемента изменится, если рядом расположить другой элемент. Каждый из дополнительных элементов вносит энергию в первоначальный элемент и наоборот. Связанное сопротивление это сопротивление, которое элемент наводит в другом элементе. В большинстве случаев взаимосвязь элементов приводит к тому, что связанное сопротивление отличается от собственного сопротивления.

Взаимная связь.

Взаимная связь это явление, относящееся к взаимодействию близко расположенных элементов в антенной решетке, являющееся причиной отличия связанного сопротивления элемента от собственного сопротивления.

Взаимное сопротивление.

Взаимное сопротивление это термин однозначно определяющий влияние взаимной связи между системой двух антенн (элементов). Взаимное сопротивление не может быть измерено. Оно может быть только рассчитано. Рассчитанные взаимные сопротивления и входные сопротивления были широко распространены Gehrke, K2BT [923].

Входное сопротивление.

Мы должны знать входное сопротивление каждого элемента решетки. Чтобы сконструировать правильную систему возбуждения для решетки, элементы должны возбуждаться как этого требует создание желаемой диаграммы направленности (правильная амплитуда тока и его фаза).

3.2.2. Расчет входных сопротивлений.

Вы не можете измерить взаимное сопротивление. Вы должны его рассчитать. Взаимные сопротивления рассчитываются из измеренных значений собственных сопротивлений и входных сопротивлений. Разработаем антенную решетку из трех четвертьволновых элементов, расположенных в вершинах треугольника на расстоянии ¼λ друг от друга. Мы установим три элемента и выполним окончательно заземляющие системы. Сделаем заземляющие системы по возможности наиболее симметрично. Там, где закопанные противовесы пересекаются, закончим их решеткой из прутьев. Затем выполним следующие шаги:

1. Разомкнем элементы 2 и 3 (размыкание элементов эффективно изолируют их от других элементов в случае четвертьволновых элементов; если используются полуволновые элементы, то они должны быть заземлены для максимальной изоляции друг от друга и разомкнуты для максимальной связи).

2. Измерим собственное сопротивление элемента 1 (Z11).

3. Заземлим элемент 2.

4. Измерим связанное сопротивление элемента 1 со связанным элементом 2 (Z1,2).

5. Разомкнем элемент 2.

6. Заземлим элемент 3.

7. Измерим связанное сопротивление элемента 1 со связанным элементом 3 (Z1,3).

8. Разомкнем элемент 3.

9. Разомкнем элемент 1.

10. Измерим собственное сопротивление элемента 2 (Z22).

11. Заземлим элемент 3.

12. Измерим связанное сопротивление элемента 2 со связанным элементом 3 (Z2,3).

13. Разомкнем элемент 3.

14. Заземлим элемент 1.

15. Измерим связанное сопротивление элемента 2 со связанным элементом 1 (Z2.1).

16. Разомкнем элемент 1.

17. Разомкнем элемент 2.

18. Измерим собственное сопротивление элемента 3 (Z3,3).

19. Заземлим элемент 2.

20. Измерим связанное сопротивление элемента 3 со связанным элементом 2 (Z3,2).

21. Разомкнем элемент 2.

22. Заземлим элемент 1.

23. Измерим связанное сопротивление элемента 3 со связанным элементом 1 (Z3,1).

Это процедура для трех элементной антенной решетки. Процедуры для 2-х и 4-х элементных антенных решеток могут быть получены из нее.

Как вы видите, измерение связи ограничивается двумя элементами. На шаге 15 мы измеряем влияние взаимной связи между элементами 2 и 1, и можно доказать, что оно уже было измерено на шаге 4. Однако, стоит провести эти измерения еще раз, чтобы повторно проверить предыдущие измерения и вычисления. Вычисленные взаимные связи Z12 и Z21 (смотри ниже), использующие Z1,2 и Z2,1 должны быть теоретически идентичными, а на практике могут отличаться на Ом или близко к тому.

Собственные сопротивления и входные сопротивления различных элементов должны быть практически равны, если антенная решетка будет переключаемой.

Взаимные сопротивления могут быть вычислены следующим образом:

$$Z12 = \pm\sqrt{Z22\times(Z11-Z1{,}2)},$$

$$Z21 = \pm\sqrt{Z11\times(Z22-Z2{,}1)},$$

$$Z13 = \pm\sqrt{Z33\times(Z11-Z1{,}3)},$$

$$Z31 = \pm\sqrt{Z11\times(Z33-Z3{,}1)},$$

$$Z23 = \pm\sqrt{Z33\times(Z22-Z2{,}3)},$$

$$Z32 = \pm\sqrt{Z22\times(Z33-Z3{,}2)}.$$

Очевидно, что если Z11= Z22 и Z1,2= Z2,1, тогда Z12= Z21.

Если антенная решетка абсолютно симметрична (такие, как 2-х элементная решетка или 3-х элементная с элементами в вершинах равностороннего треугольника), то все собственные сопротивления идентичные (Z11= Z22= Z33), также и все входные сопротивления (Z2,1= Z1,2= Z3,1= Z1,3= Z2,3= Z3,2). Следовательно, все взаимные сопротивления также должны быть равны (Z12= Z21= Z31= Z13= Z32= Z23). На практике значения взаимных сопротивлений незначительно отличаются, даже если обращать большое внимание на получение максимальной симметрии.

Так как все сопротивления являются комплексными величинами (имеющими вещественную и мнимую части), то все математические вычисления достаточно трудоемки.

Модули MUTUAL IMPEDANSE и DRIVING IMPEDANSE программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE позволят вам выполнить все вычисления за секунды. Не надо знакомиться с комплексными числами. Только отвечай на вопросы на экране.

На рис.11.3 приведено взаимное сопротивление, которое можно ожидать для четвертьволновых элементов на расстоянии от 0 до 1λ. Активная и реактивная части изменяются при изменении расстояния между элементами как затухающая синусоида, начинаясь в нуле отдельно друг от друга, обе части имеют положительный знак. На расстоянии примерно от 0.1 до 0.15λ реактивная часть меняет знак с + на -. Это очень важно знать, чтобы правильно определять знак реактивного сопротивления (получающегося при извлечении корня квадратного).

Gehrke, K2BT, подчеркивает, что разработчик должен фактически измерить сопротивления, а не брать их из таблиц. Некоторые приемы выполнения этого приведены в [923]. Опубликованные таблицы дают приблизительные значения, пригодные для контролирования знака квадратного корня в рассчитанных вами результатах.

После расчета взаимных сопротивлений могут быть рассчитаны входные сопротивления, принимая во внимание токи возбуждения (амплитуду и фазу). Входные сопротивления рассчитываются следующим образом:

$$Zn=\frac{I_1}{I_n}\times Z_{n1}+\frac{I_2}{I_n}\times Z_{n2}+\ldots+\frac{I_n}{I_n}\times Z_{nn},$$

где n – общее число элементов. Число таких равенств равно n. Выше приведено выражение для n-го элемента. Заметим также, что Z12= Z21 и Z13= Z31 и т.д.

Модули выше названного программного обеспечения позволяют рассчитать входные сопротивления для антенной решетки, состоящей из четырех элементов. Для этого необходимы следующие входные данные:

1. Число элементов.

2. Токи возбуждения и фазы каждого элемента.

3. Взаимные сопротивления для каждой пары элементов.

Выходными данными будут входные сопротивления от Z1 до Zn.

Пример конструирования.

Рассмотрим пример антенной решетки, состоящей их 2-х четвертьволновых вертикальных антенн, разнесенных на расстояние ¼λ друг от друга, возбуждаемых равными амплитудами токов и с током в элементе 2 сдвинутым по фазе относительно тока в элементе 1 на 90 °. Это наиболее распространенная конфигурация антенной решетки продольного излучения с кардиоидной диаграммой направленности.

Собственное сопротивление.

Можно предположить, что четвертьволновые элементы такой антенной решетки над идеальной землей имеют собственное сопротивление 36.4 Ом. Близкая к идеальной заземляющая система содержит, по крайней мере, 120 полуволновых противовесов (см. главу 9, Вертикальные антенны). Например, система, имеющая «только» 60 противовесов может показать (в зависимости от качества земли) собственное сопротивление примерно равное 40 Ом.

Связанное сопротивление.

Мы измерили 37.5 + j15.2 Ом.

Взаимное сопротивление.

Взаимные сопротивления были рассчитаны при помощи выше названной компьютерной программы: Z12= Z21=19.76-j15.18 Ом. Из кривой взаимного сопротивления на рис.11.3 ясно, что отрицательный знак является правильным для реактивной части сопротивления.

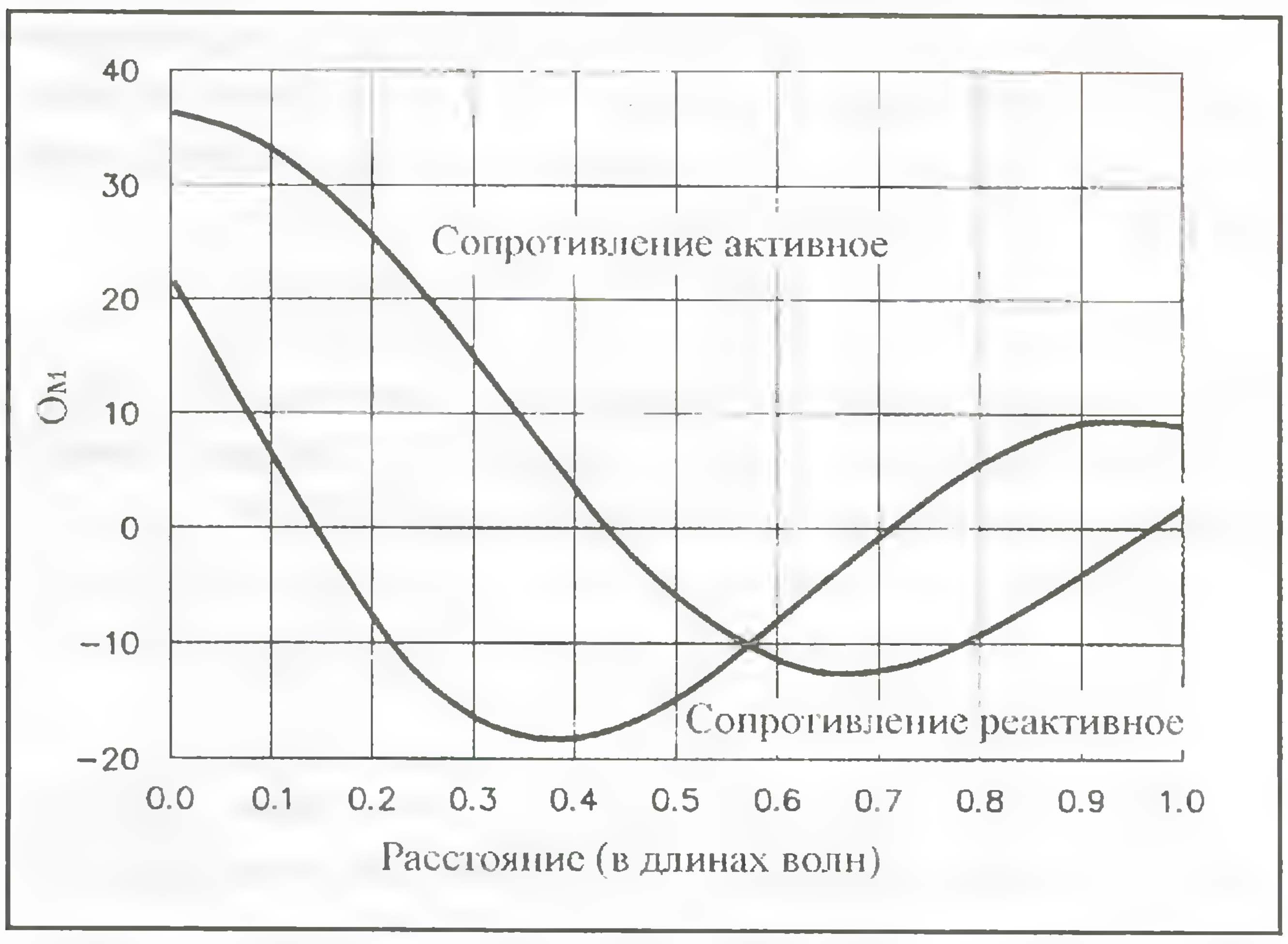


Рис.11.3. Взаимное сопротивление для двух ¼λ элементов. Для более коротких вертикальных элементов (длина между 0.1 и 0.25λ) можно рассчитать взаимные сопротивления умножением данных, взятых из графика, на отношение R_{Rad}/36.6, где R_{Rad} – сопротивление излучения короткой вертикальной антенны.

Входное сопротивление.

Те же модули программного обеспечения рассчитывают входные сопротивления двух элементов.

Z1=55.8+j19.8 Ом, для элемента с фазой тока -90°.

Z2=24.8-j19.8 Ом, для элемента с фазой тока 0°.

Теперь мы рассчитали сопротивление каждого элемента антенной решетки, решетки, возбужденной токами (амплитудой и фазой). Мы использовали измеренные сопротивления; мы не работаем с теоретическими сопротивлениями.

Модуль 2 EL AND 4 EL VERTICAL ARRAYS программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE является идеальным инструментом при проектировании антенной решетки. Вы можете ввести ваши собственные значения или работать безошибочно, используя стандартно установленные значения.

3.2.3. Моделирование антенной решетки.

Поскольку первоначальная версия MININEC не позволяет вам определить возбуждение элементов током (только возбуждение напряжением), это программное обеспечение непосредственно не применимо для моделирования антенных решеток. ELNEC, основанный на MININEC, снабжен возможностью задания тока возбуждения и, следовательно, очень хорошо подходит для моделирования антенных решеток. Так как программы, основанные на MININEC не принимают во внимание «реальную землю» при расчете ближнего поля и входных сопротивления, чтобы быть точными, мы должны добавить некое сопротивление (эквивалентное сопротивление потерь для системы противовесов) последовательно с входным сопротивлением. Мы можем, например, имитировать влияние системы противовесов, состоящей из 60-и четвертьволновых противовесов, введением добавочного сопротивления, равного 4 Ом, во входное сопротивление каждого элемента решетки.

В более позднем программном обеспечении, основанном на NEC-3 и NEC-4, мы можем включать систему противовесов. Для конструирования и критической оценки антенных решеток можно использовать программы, основанные на MININEC до тех пор, пока мы осознаем, что должны добавлять некое эквивалентное последовательное сопротивление потерь, чтобы учесть потери в земле системы противовесов.

При моделировании антенны с кардиоидной диаграммой направленности ELNEC дает нам следующие результаты:

Z1=50.9+j18.4 Ом.

Z2=19.2-j18.4 Ом.

Эти значения очень близки к значениям, полученным при помощи NEW LOW BAND SOFWARE, которое основано на измеренных значениях связанных и собственных сопротивлений. Разница, возможно, показывает, что реальное сопротивление потерь в земле больше, чем было предположено в примере моделирования (R составляющая должна быть больше). На рис.11.4 показаны диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях для кардиоидной антенной решетки.

3.3. Конструирование системы возбуждения.

Проблема, которую теперь необходимо решить, заключается в конструировании системы возбуждения, которая бы доставила правильные значения токов к каждому элементу антенной решетки. Мы имеем все необходимые данные для правильного конструирования системы возбуждения, такие, как необходимые токи и входные сопротивления для каждого элемента.

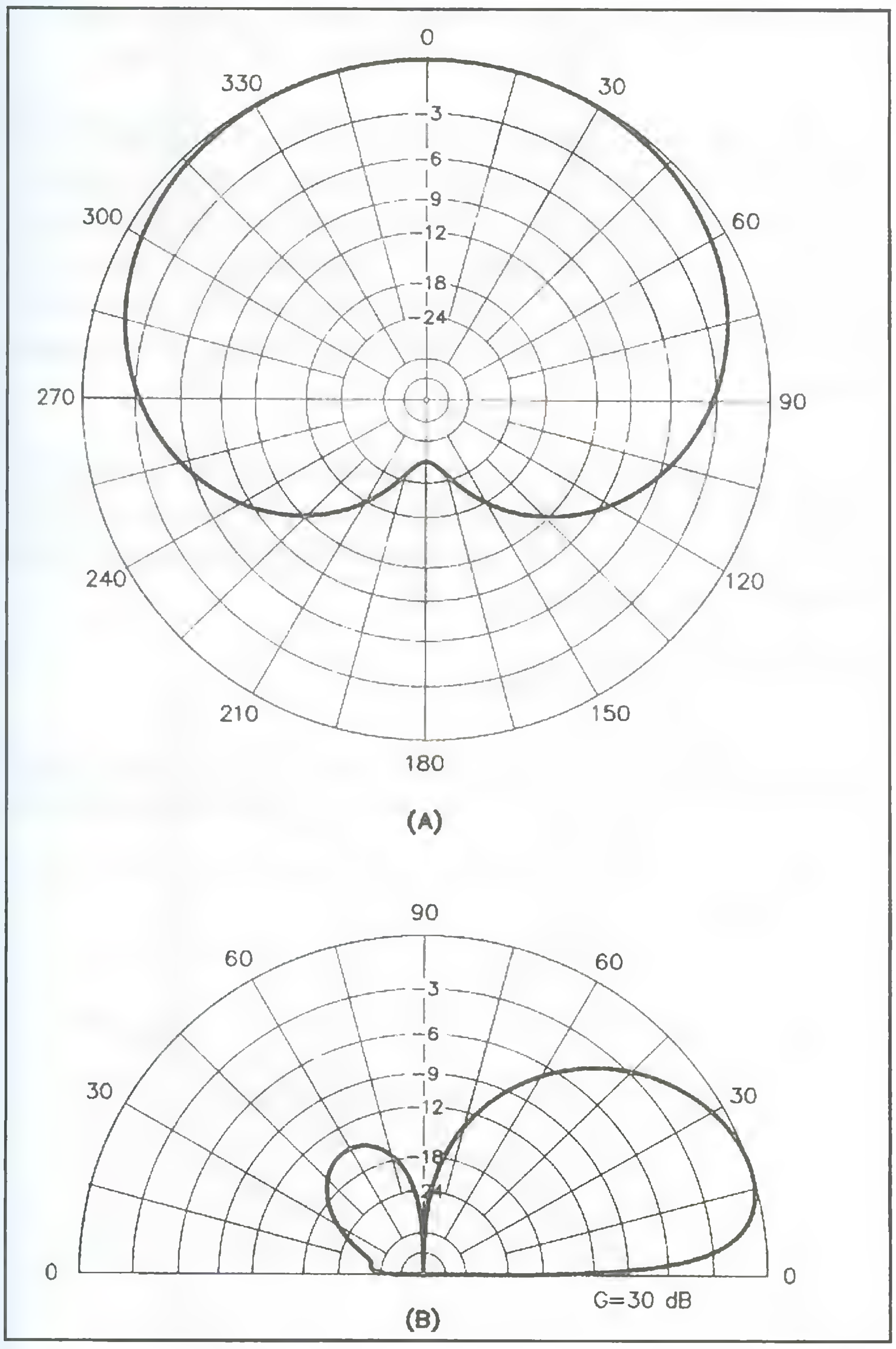


Рис.11.4. Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях для 2-х элементной кардиоидной антенной решетки, состоящей из двух элементов, разнесенных на расстояние 90° и возбуждаемых с разностью фаз 90°. Диаграммы рассчитаны для очень хорошей земли с системой противовесов, состоящей из 120-ти противовесов каждый длиной 0.4λ (эквивалентное сопротивление потерь в земле равно 2 Ом). Усиление равно 3.0 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной над той же самой землей и с такой же системой противовесов. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости показана на А для угла излучения равного 19°

К каждому элементу антенной решетки необходимо доставить мощность по отдельной линии передачи. В активной антенной решетке каждый элемент получает мощность или, возможно, поставляет ее. Во время вычислений мы иногда можем встретиться отрицательным входным сопротивлением, это означает, что сам элемент передает мощность в схему возбуждения. Если сопротивление элемента равно нулю, это означает, что он может быть замкнут на землю. Тогда он действует как паразитный элемент.

В конечном счете, все линии передачи должны быть соединены с общей точкой, которая должна быть общей точкой питания для всей антенной решетки. Вы можете соединять линии передачи параллельно, если только напряжения в линиях передачи (в этих точках) одинаковы (по амплитуде и фазе) – также как при переменном токе!

Конструирование системы возбуждения состоит из расчета линий передачи (волнового сопротивления и длины), а также значений компонентов цепей, используемых в системе возбуждения, так, чтобы напряжения на входных концах линий передачи были одинаковыми. Это действительно так просто.

ARRL опубликовал (1982) оригинальную работу Lewallen, W7EL, в последнем издании The ARRL Antenna Book. Этот материал является необходимым для любого потенциального создателя антенной решетки. Однако, существуют и другие методы возбуждения, чем метод Lewallen.

3.3.1. Ошибочный путь.

Едва ли не во всех случаях, входное сопротивление каждого элемента отличается от волнового сопротивления линии передачи. Это означает, что в линии будут стоячие волны. Это приведет к следующим последствиям:

- Сопротивление, напряжение и ток в каждой точке линии передачи будут различны.
- Изменения фазы тока и напряжения будут не пропорциональны длине линии передачи, за исключением небольшого числа специальных случаев (например, полуволновой линии передачи).

Это означает, что если мы возбуждаем эти элементы коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом, то мы не можем просто использовать отрезки линий передачи, в качестве линий задержки выполнением длин этих линий в градусах, равных необходимой задержке также в градусах. Ранее мы видели антенную решетку, где была введена дополнительная коаксиальная линия длиной 90° в одну из двух линий передачи, возбуждающих элементы, чтобы создать сдвиг по фазе тока одного элемента на 90°. Возьмем пример 2-х элементной кардиоидной антенной решетки (как описано выше) и посмотрим, что получится (см. рис.11.5).

Соединим двумя кабелями длиной 90° элементы антенной решетки с общей точкой. Используя модуль COAX TRANSFORMER/SMITH CHART программного обеспечения

NEW LOW BAND SOFTWARE рассчитаем входное сопротивление на конце этих линий (я взял RG-213 с затуханием 0.35 дБ/ft на частоте 3.5 МГц). Входные сопротивления элементов антенной решетки (включая эквивалентное сопротивление потерь в земле, равное 2 Ом) равно (использованы округленные значения):

Z1 = 51 + j20 Ом,

I1 = 1 A, ∠ -90°

Из равенства E = Z/I мы можем рассчитать (не беспокойтесь, программное обеспечение сделает это для вас):

E1 = 54.8 В, ∠ -68.6°

И

Z2 = 21 – j20 Ом,

I2 = 1 A, ∠ 0°

E2 = 29 В, ∠ -43.6°

На концах кабеля RG-213 длиной 90° сопротивления (и напряжения) станут равными:

Z1′ = 42.81 – j16.18 Ом,

E1′ = 50.89 A, ∠ 0.39°

I1′ = 1.11 B, ∠ 21.09°

И

Z2′ = 63.1 + j56.94 Ом,

I2′ = 50.37 A, ∠ 89.61°

E2′ = 0/59 B, ∠ 47.54°

Если мы возьмем линию длиной 180° (плюс дополнительные 90° для получения дополнительного фазового сдвига 90°), то окончательно получим:

Z1″ = 51.18 + j18.64 Ом,

E1″ = 56.42 В, ∠ 110.77°

I1″ = 1.04 A, ∠ 90.76°

Мы видим, что напряжения E2′ и E1″ уже не равны друг другу. Это означает, что мы не можем соединить линии параллельно в этой точке без искажения токов антенны (амплитуды и фазы).

Из выше приведенных напряжений мы видим, что дополнительная 90° линия создала задержку фазы тока равную 90.76° - 21.09° = 68.68°, а не 90°, как требовалось.

Программный модуль IMPEDANCES, CURRENTS AND VOLTAGES ALONG FEED LINES идеально подходит для анализа этого явления. Посмотрите значения напряжения и тока вдоль линии передачи, и вспомните, что вы хотите иметь разность фаз токов 90°, а также одинаковые напряжения в точке, где линии передачи соединяются параллельно.

Не падайте духом, если вы имеете такую систему возбуждения. Просто укоротив фазирующую линию от 90° до 70°, вы можете получить практически идеальную систему возбуждения. (Смотри рис.11.6).

3.3.2. Метод Christman.

В методе Christman, K3LC (бывший KB8I), мы рассматриваем линии передачи к различным элементам, определяя

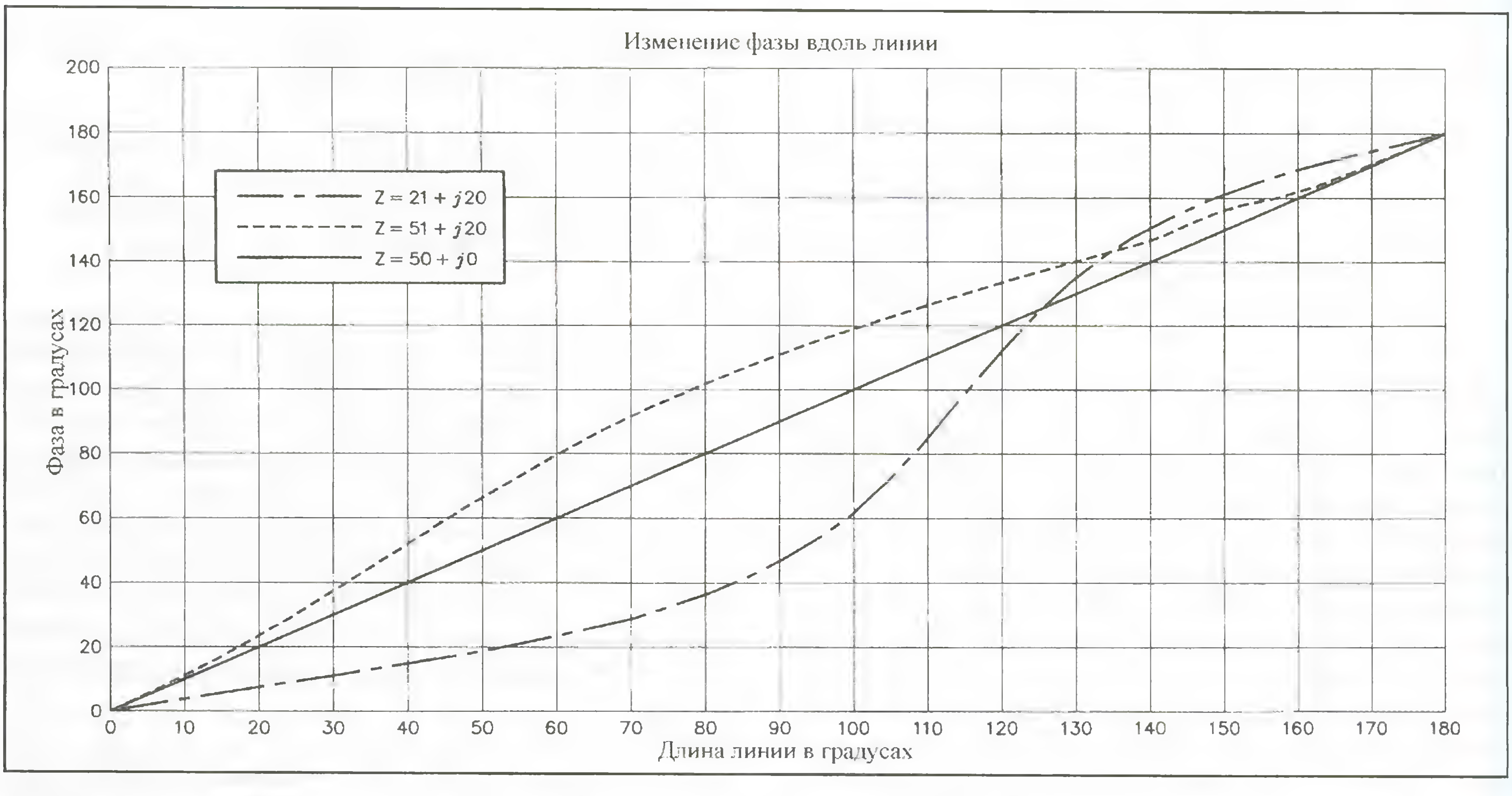


Рис.11.5. График, показывающий разность фаз токов в 50 Ом линии (RG-213, диапазон 80 метров) в виде функции сопротивления нагрузки.

точки, где напряжения равны. Если мы находим такие точки, то мы соединяем их вместе, и все готово! Это действительно так просто. Какой бы ни была длина линий, обеспечивающих верные амплитуды и фазы на входных концах, вы всегда можете соединить две точки с равным напряжением параллельно. Это будет точка, откуда вы можете возбудить всю антенную решетку.

Christman очень остроумно использовал передаточные характеристики линий возбуждения. Мы знаем, что в линии передачи со смешанными волнами напряжение, ток и сопротивление различны в каждой точке линии.

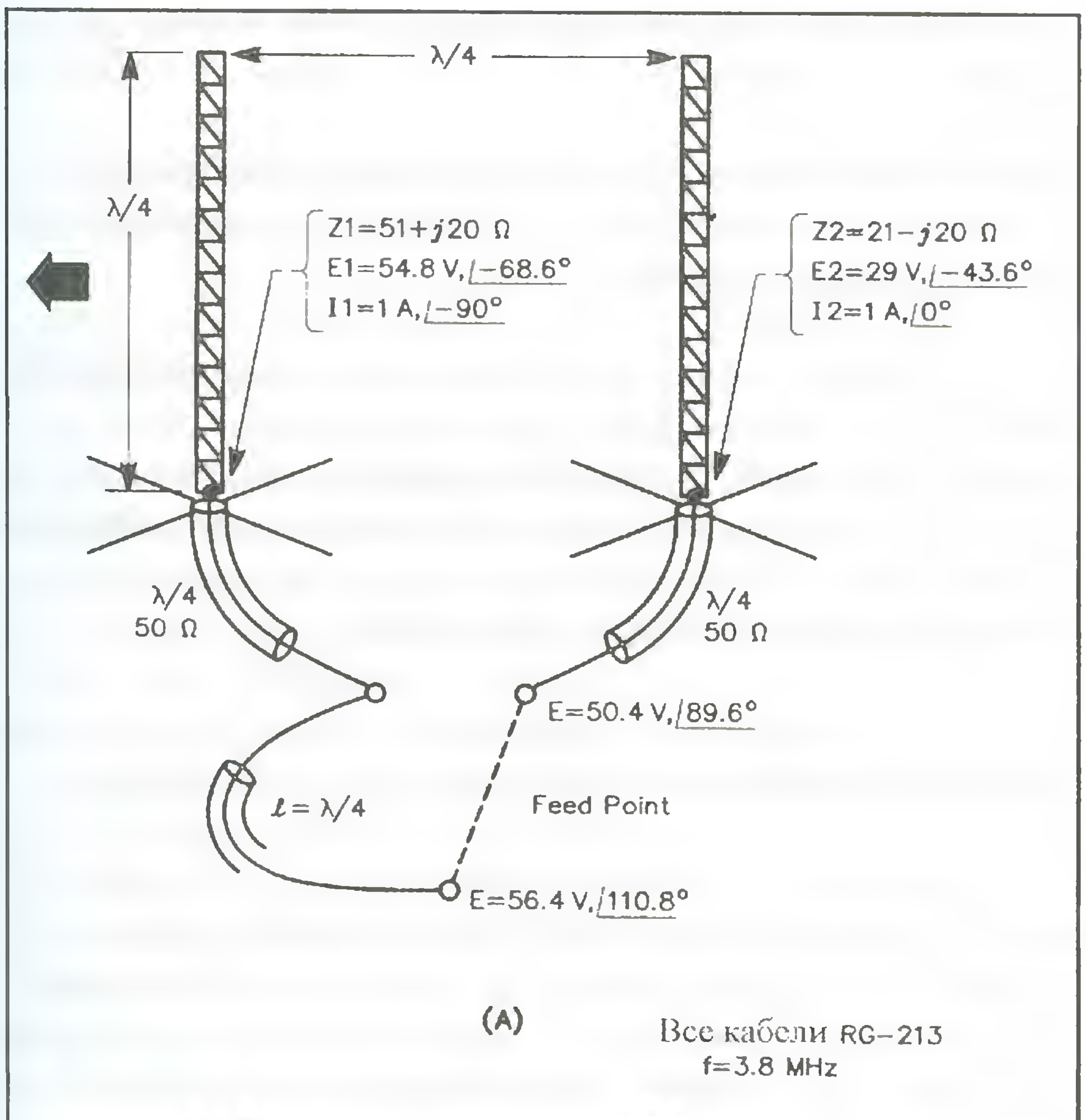


Рис.11.6. А – неправильный путь возбуждения 2-х элементной кардиоидной антенной решетки (разность фаз 90°, расстояние между элементами 90°). Заметим, что напряжения на входных концах двух линий передачи не равны друг другу. На В мы видим ту же самую систему с 70° фазирующей линией, которая обеспечивает практически правильные напряжения. Отношение F/B имеющихся схем изменяется от 10 до 15 дБ при изменении длины линии от 90° до 73°.

Возникают вопросы, «Найдутся ли точки с одинаковым напряжением во всех линиях передачи?» и «Удобно ли будут расположены эти точки, другими словами, хватит ли длин линий передачи для их соединения?» Это проверяется от случая к случаю.

Необходимо сказать, что вы не во всех случаях можете применить метод Christman. Я встречал ситуации, когда точки с равными напряжениями не были найдены.

Модуль программного обеспечения IMPEDANCES, CURRENTS AND VOLTAGES ALONG FEED LINES, который является частью NEW LOW BAND SOFWARE, может обеспечить выходные данные напряжений вдоль линии передачи. Входными данными являются следующие:

- Волновое сопротивление линии передачи.
- Сопротивление точки возбуждения.
- Амплитуда и фаза тока.

Продолжая рассматривать выше приведенный пример 2-х элементной антенной решетки (разнос элементов на 90°, равные токи, разность фаз 90°, кардиоидная диаграмма), определим:

E1 = (на расстоянии 155° от элемента антенны) = 47.28 В, ∠86.1°

E2 = (на расстоянии 84° от элементы антенны) = 47.28 В, ∠85.9°

Из выходных данных можно заметить, что напряжения в 180° точке линии 1 и в 90° точке линии 2 не одинаковы (см. раздел 3.3.1), что означает, что если вы соедините линии параллельно в этих точках, то вы не получите правильные токи в антеннах.

Все, что нам надо теперь это соединить две линии передачи там, где напряжения одинаковы. Если мы хотим сделать антенную решетку переключаемой, то соединим двумя линиями передачи длиной 84° элементы антенны с коробкой коммутации, и вставим между ними фазирующую линию длиной 155° – 84° = 71°, которая может дать вам требуемый фазовый сдвиг 90° между излучателями. На рис.11.7 показан метод возбуждения Christman.

Конечно, сопротивление в месте соединения двух линий передачи не равно 50 Ом. Используя модуль COAX TRANSFORMER/SMITH CHART программного обеспечения NEW LOW BAND SOFWARE, рассчитаем сопротивления входных концов этих двух линий передачи, которые мы собираемся соединять параллельно.

$Z1_{end}$ = 39 + j12 Ом,

$Z2_{end}$ = 50 + j52 Ом.

Модуль PARALLEL IMPEDANSE рассчитает параллельное сопротивление как 23.8 + j12.4 Ом. Это входное сопротивление антенной решетки. Мы можем использовать L – цепь или любую другую подходящую согласующую схему, чтобы получить приемлемое значение КСВ в линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом.

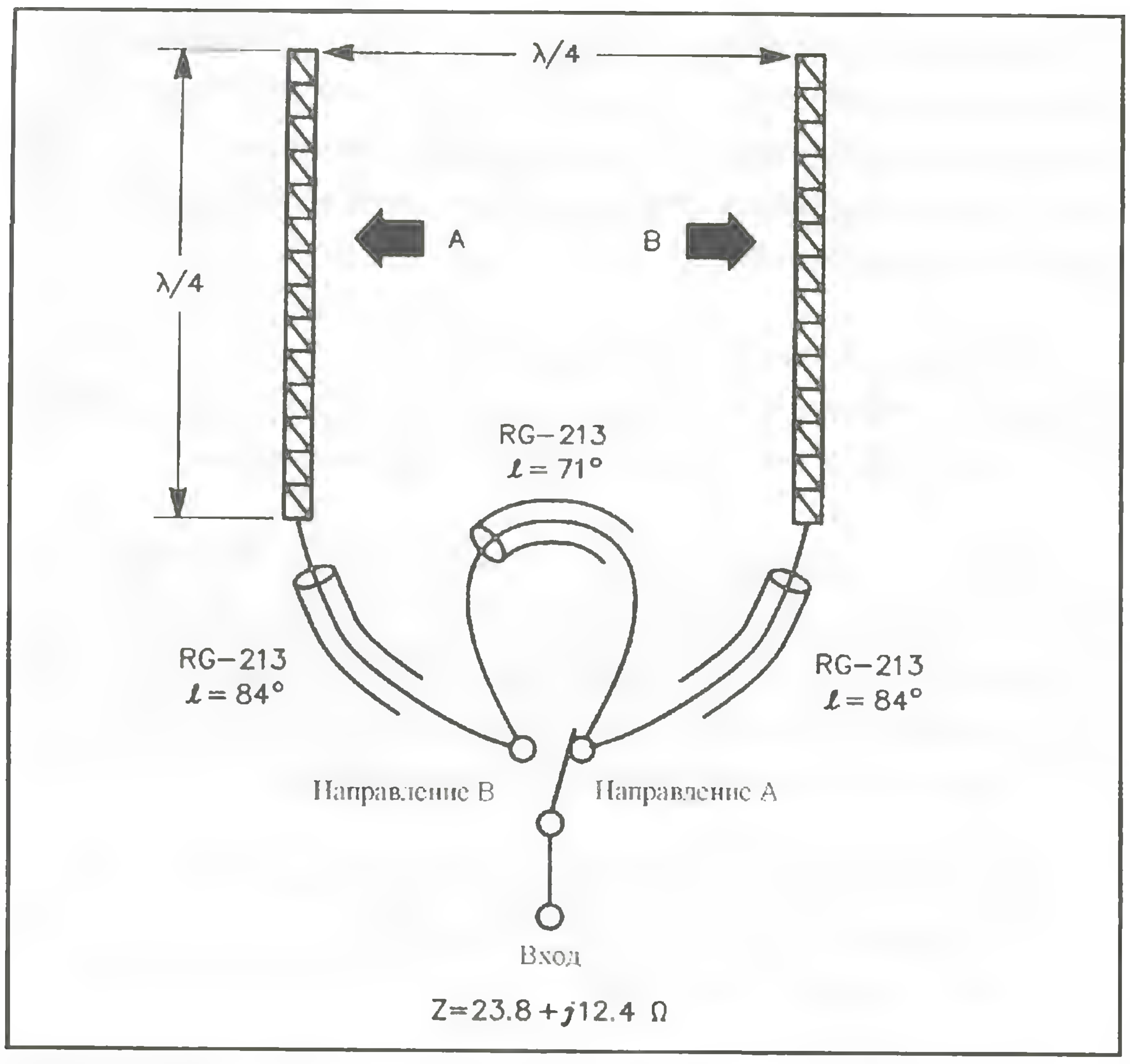


Рис.11.7. Система возбуждения 2-х элементной кардиоидной антенной решетки с четвертьволновым расстоянием между излучателями и разностью фаз между ними 90°. Заметим, что длины линий передачи равны 84° (не 90°) и, что 90° - «фазирующая линия» в действительности имеет электрическую длину 71°. Сопротивление в точке соединения линий передачи равно 23.8 + j12.4 Ом (что соответствует КСВ = 2.3 в линии с волновым сопротивлением 50 Ом), т.о. желательна какая либо согласующая схема.

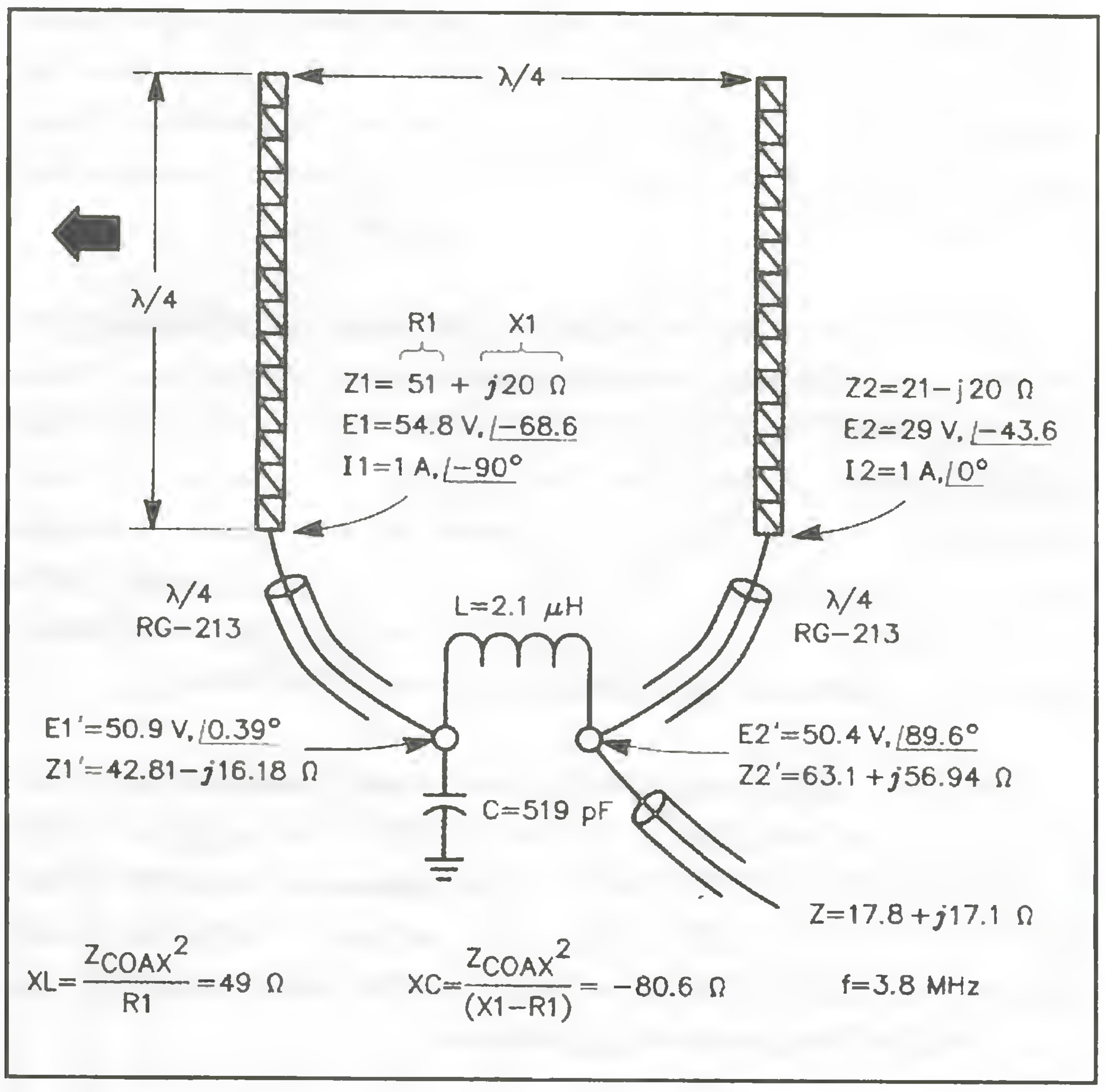


Рис.11.8. Метод возбуждения Lewallen (W7EL) для антенных решеток, возбуждаемых в квадратуре, в применении к 2-х элементной кардиоидной антенной решетке (90° расстояние между элементами и 90° разность фаз между ними). Заметим амплитуды и фазы напряжений на входных концах линий передачи длиной 90°. 50 В получаются на сопротивлении 50 Ом при токе антенны 1А. L – цепь обеспечивает сдвиг фазы 90° без изменения амплитуды напряжения. Детальное описание смотрите в тексте.

3.3.3. Метод Lewallen.

Roy Lewallen, W7EL, предлагает метод, который использует преимущество особых свойств четвертьволновых линий передачи (Lewallen называет это «вынужденный ток»). Этот метод очень подробно изложен W7EL в новом издании The ARRL Antenna Book.

Четвертьволновая линия передачи имеет необычное свойство, на котором основана работа этого частного метода возбуждения: Амплитуда входного тока ¼λ линии передачи равна выходному напряжению, поделенному на волновое сопротивление этой линии, и не зависит от сопротивления нагрузки.

Дополнительно к этому, входной ток отстает по фазе от выходного напряжения на 90° также вне зависимости от сопротивления нагрузки.

В реальных кабелях существует незначительное отклонение от этих утверждений, поскольку они на 100% правильны для линий передачи без потерь. Метод Lewallen может быть применен только к антеннам, возбуждаемых в квадратуре, что обозначает антенны, где элементы возбуждаются с разностью фаз кратной 90°.

На рис.11.8 показано применение метода Lewallen для нашей 2-х элементной кардиоидной антенной решетке.

Из раздела 3.3.1 мы знаем напряжения на концах реальных линий передачи длиной 90° (четвертьволновый отрезок RG-213 с потерями 0.35 дБ на 100 футов в диапазоне 80 метров). Заметим, что даже с потерями реальные значения очень близки теоретическим значениям (50 V, 90° и 0°):

E1' = 42.81 В, ∠ 0.39°

Z1' = 42.8 – j16.8 Ом.

E2 = 50.4 В, ∠ 89.6°

Z2' = 63.1 + j56.94 Ом.

Если бы линия передачи не имела потерь, то E1' должно быть равно 50 В, ∠ 0°, а E2' должно быть 50 В, ∠ +90°

Вспомним, мы говорили, что напряжения должны быть идентичными, чтобы линии передачи были пригодны для соединения параллельно. Амплитуды почти одинаковы, однако фазы отличаются на 90°.

В возбуждающей системе Lewallen вход антенной решетки всегда расположен на конце четвертьволновой линии передачи, которая подходит к элементу(ам) с определенным фазовым углом. Должна быть установлена некоторая цепь между концами линий передачи, чтобы возбуждать элементы токами с заданными фазовыми задержками.

На рис.11.8 показана L – цепь, обеспечивающая требуемые 90° сдвига фазы напряжения без изменения его амплитуды.

Расчеты для 2-х элементной антенной решетки.

Элементы L – цепи могут быть легко рассчитаны (формула действительна только для 2-х элементной антенной решетки):

$$X_S = \frac{Z_{coax}{}^2}{R1},$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}{}^2}{X1 - R1},$$

X_C - реактивное сопротивление последовательного элемента L – цепи,

X_P - реактивное сопротивление параллельного элемента L – цепи,

Z_{coax} - волновое сопротивление четвертьволновой линии передачи,

R1 – активная часть входного сопротивления элемента антенны с задержкой фазы тока,

X1 - реактивная часть входного сопротивления элемента антенны с задержкой фазы тока.

Эти формулы слегка приближены и предполагают использование кабелей без потерь.

Входное сопротивление элемента с задержкой фазы тока равно:

Z1 = 51 +j20 Ом, (при I1 = 1 А, ∠ -90°).

Для нашей 2-х элементной антенной решетки рассчитаем значения реактивных сопротивлений элементов L – цепи следующим образом:

$$X_S = \frac{50^2}{51} = j49Ом,$$

$$X_P = \frac{50^2}{(20-51)} = -j80.6Ом.$$

Значения элементов схемы могут быть вычислены следующим образом:

Если реактивность положительная, то

$$L = \frac{X}{2 \times \pi \times f}.$$

Если реактивность отрицательная, то

$$C = \frac{10^6}{2 \times \pi \times f \times X},$$

где: L – индуктивность, мкГн

C – емкость, пФ,

f - частота, МГц.

В нашем случае для рабочей частоты 3.8 МГц последовательный элемент является катушкой с индуктивностью 2.1 мкГн параллельный элемент является конденсатором с емкостью 519 пФ.

Расчет входного сопротивления антенной решетки.

Рассчитаем результирующее входное сопротивление антенной решетки. Входное сопротивление конца линии передачи, соединенной с элементом, имеющим фазовую задержку, трансформируется L – цепью. Мы можем использовать модуль SHUNT/SERIES IMPEDANSE NETWORK для расчета трансформированного сопротивления:

- j80.6 Ом параллельно с 42.81 – j16.18 Ом =
= 24.83 – j24.46 Ом.

Теперь последовательно с +j49 Ом =
= 24.83 + j24.54 Ом.

Теперь соединяем это сопротивление параллельно с 63.1 + j56.94 Ом. Получим: 17.8 + j17.1 Ом.

Модуль 2 EL AND 4 EL VERTICAL ARRAYS программного обеспечения NEW LOW BAND SOFWARE является обучающей и инженерной программой, которая шаг за шагом проведет вас по пути конструирования 2-х элементной кардиоидного типа фазированной антенной решетки (а также известной четырех элементной квадратной антенной решетки, что будет описано позже). Результаты, показанные этой, программой будут незначительно отличаться от результатов, представленных здесь, поскольку программное обеспечение использует идеальные линии передачи без потерь. Интересно, однако, сравнить данные этого раздела с данными, полученными при помощи программного обеспечения, чтобы оценить ошибку, вызванную использованием кабеля без потерь. На рис.11.9 и 11.10 показаны изображения экрана двух страниц обучающей программы по конструированию 2-х элементной решетки.

3.3.3.1. Расчет для антенных решеток с большим количеством элементов.

Если при помощи L – цепи возбуждается более, чем один элемент и, если эти элементы возбуждаются линиями передачи с одинаковым волновым сопротивлением (Z_{coax}), то формулы для определения Z_S и X_P будут иметь вид:

$$X_S = \frac{Z_{coax}{}^2}{\sum(R),}$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}{}^2}{\left[\sum(X) - \sum(R)\right]},$$

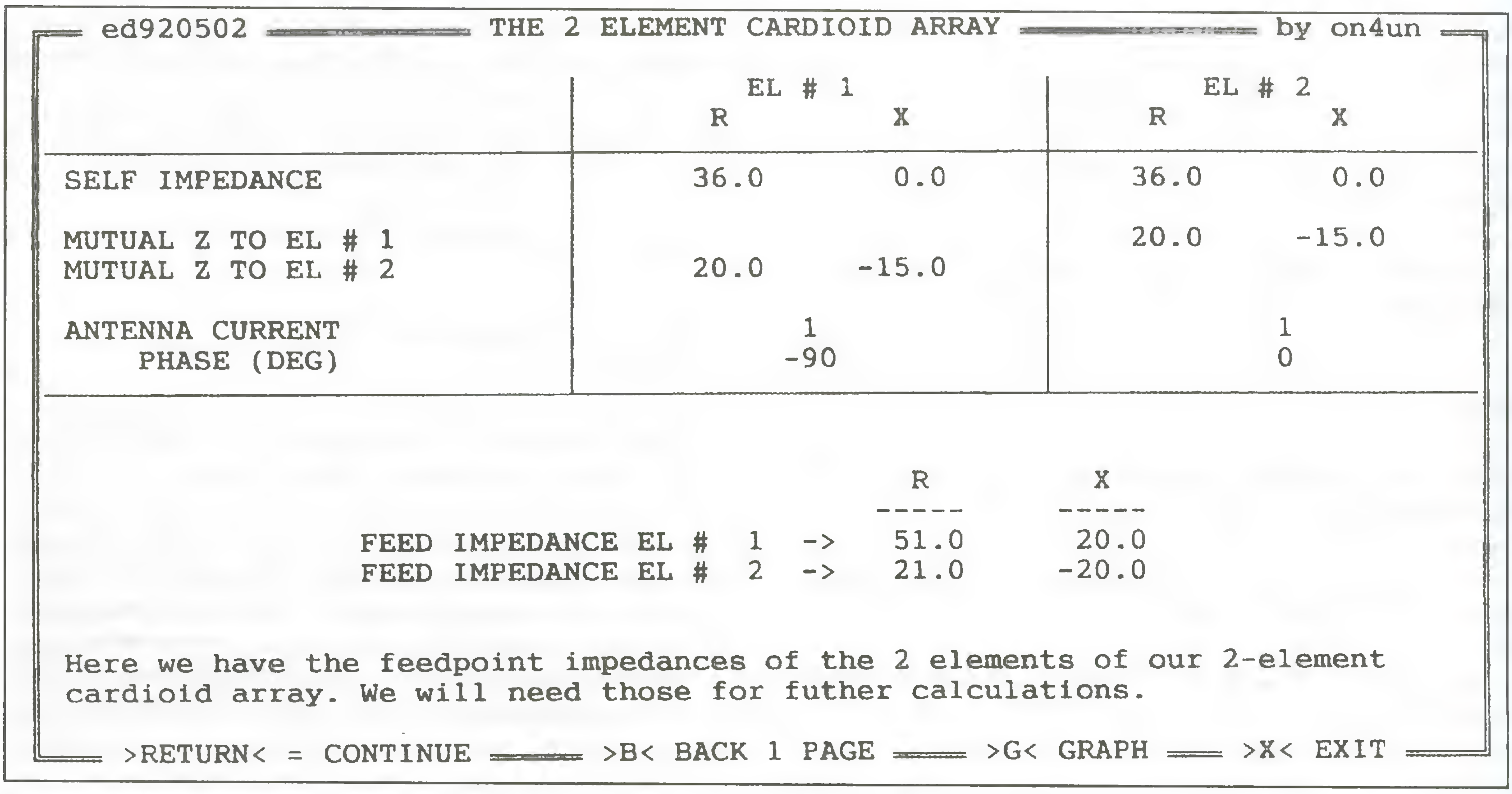
где: Σ(*R*) – Сумма активных частей входных сопротивлений всех элементов, связанных с выходом L – цепи (элементы с задержкой фазы тока). В нашем случае Σ(*R*) = 2 x R2.

Σ(*X*) – Сумма реактивных частей входных сопротивлений всех элементов, связанных с выходом L – цепи (элементы с задержкой фазы тока). Здесь Σ(*X*) = 2 x X2.

Эти формулы применимы, если элементы возбуждаются линиями передачи длиной ¼λ с одинаковыми волновыми сопротивлениями. Эти формулы будут использованы для конструирования системы возбуждения нескольких квадратурно возбуждаемых антенных решеток с числом элементов больше, чем 2 (см. разделы 4.9.2.1, 4.10.1, 4.10.3, 4.11.1.1 и 4.11.1.2).

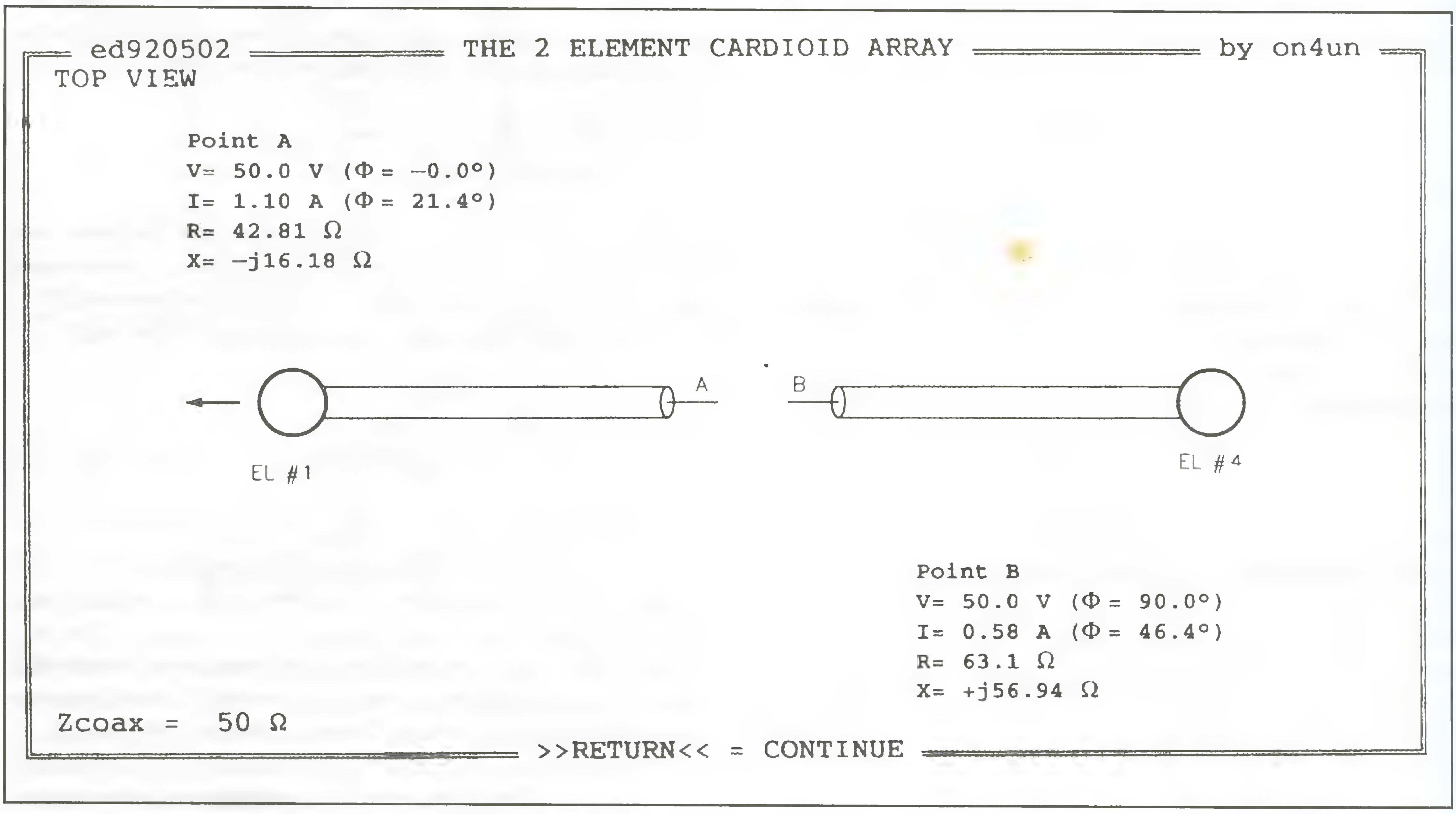
3.3.3.2. Использование метода Lewallen для антенных решеток с различными амплитудами токов возбуждения.

Метод Lewallen можно также использовать для создания систем возбуждения в антенных решетках с различными амплитудами тока в каждом элементе решетки.



```
ed920502 ════════ THE 2 ELEMENT CARDIOID ARRAY ════════ by on4un

                              EL # 1                 EL # 2
                           R          X           R          X

SELF IMPEDANCE            36.0        0.0        36.0        0.0

MUTUAL Z TO EL # 1                               20.0      -15.0
MUTUAL Z TO EL # 2        20.0      -15.0

ANTENNA CURRENT               1                      1
    PHASE (DEG)             -90                      0


                                        R          X
                                      -----      -----
              FEED IMPEDANCE EL #  1  ->  51.0       20.0
              FEED IMPEDANCE EL #  2  ->  21.0      -20.0

Here we have the feedpoint impedances of the 2 elements of our 2-element
cardioid array. We will need those for futher calculations.

   >RETURN< = CONTINUE ═══ >B< BACK 1 PAGE ═══ >G< GRAPH ═══ >X< EXIT
```

Рис.11.9. Изображение экрана программного обеспечения VERTICAL ARRAY TUTORIAL рассмотренного примера, показывающее как рассчитываются входные сопротивления элементов при заданных собственных сопротивлениях, взаимных сопротивлениях и токах. Программа может использоваться в качестве обучающей (показывая примеры классических конструкций) или для расчета особых случаев, используя ввод данных с клавиатуры.



```
 ed920502 ════════ THE 2 ELEMENT CARDIOID ARRAY ════════ by on4un
TOP VIEW

          Point A
          V= 50.0 V (Φ = —0.0°)
          I= 1.10 A (Φ = 21.4°)
          R= 42.81 Ω
          X= —j16.18 Ω


                                              Point B
                                              V= 50.0 V (Φ = 90.0°)
                                              I= 0.58 A (Φ = 46.4°)
                                              R= 63.1 Ω
                                              X= +j56.94 Ω
Zcoax =   50 Ω
═══════════════════════ >>RETURN<< = CONTINUE ═══════════════════════
```

Рис.11.10. Расчетно-обучающая программа использует большое количество графических изображений для более ясного объяснения, где в антенной решетке мы будем иметь определенные сопротивления, напряжения, токи и т.д. Каждый шаг конструирования представлен графическим изображением.

В методе Lewallen использование параллельных кабелей не является правильным решением.

Если амплитуда тока в элементе, возбуждаемом через L – цепь, должна отличаться от амплитуды тока другого элемента решетки, то для получения заданного распределения токов при расчете элементов L – цепи необходимо пользоваться следующими формулами:

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{(k \times R)},$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{[X-(k \times R)]},$$

где: R1 – активная часть входного сопротивления элемента антенны, возбуждаемого через L - цепь,

X1 - реактивная часть входного сопротивления элемента антенны, возбуждаемого через L – цепь,

k – отношение амплитуды тока элемента, возбуждаемого через L – цепь к амплитуде тока возбуждения второго элемента решетки. В разделе 4.6.1. показано применение этих формул.

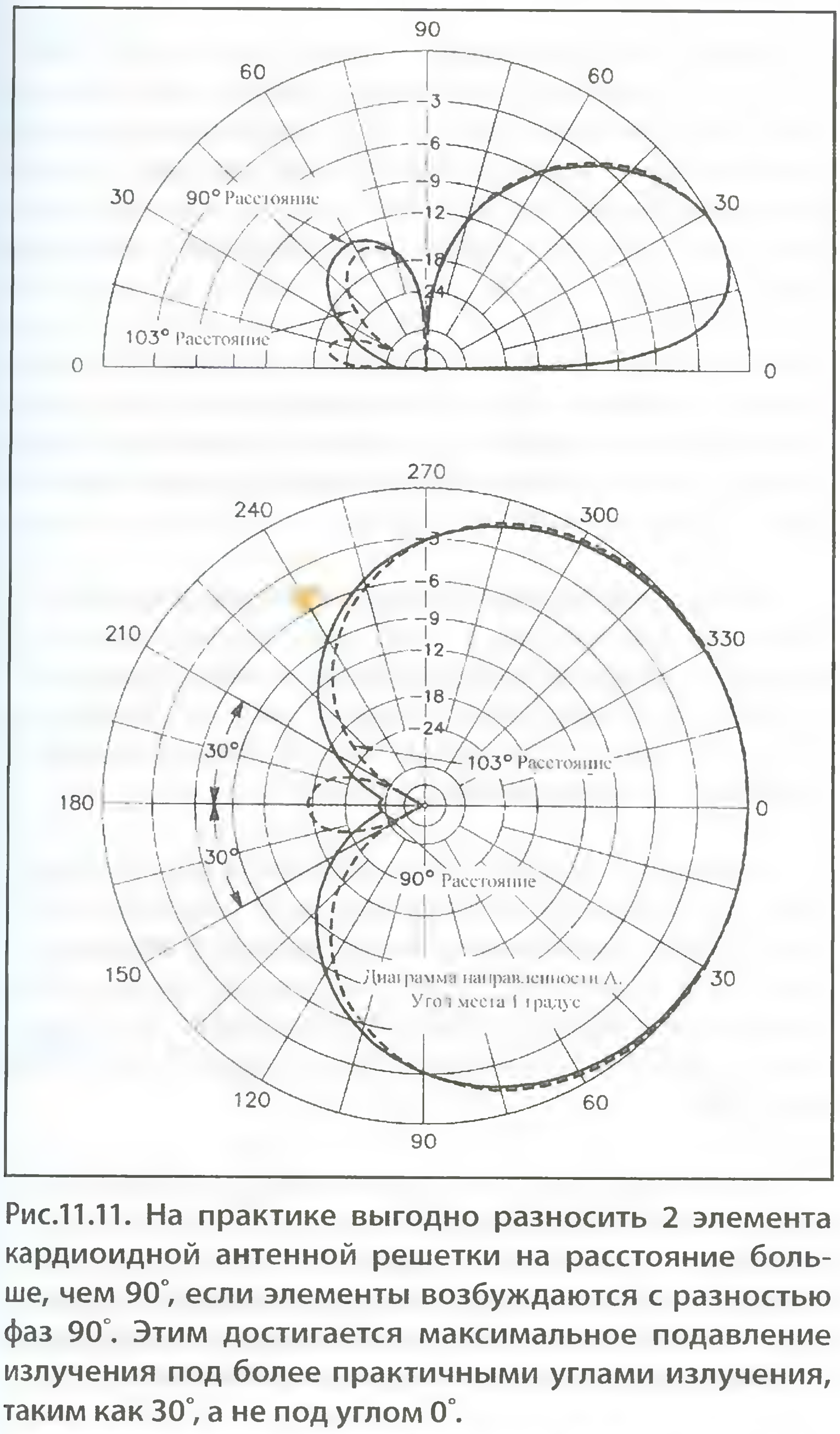


Рис.11.11. На практике выгодно разносить 2 элемента кардиоидной антенной решетки на расстояние больше, чем 90°, если элементы возбуждаются с разностью фаз 90°. Этим достигается максимальное подавление излучения под более практичными углами излучения, таким как 30°, а не под углом 0°.

3.3.3.3. Настройка LC цепи Lewallen.

В разделе 3.3.8.7. я изложу некоторые методы измерения для настройки квадратурно возбуждаемых антенных решеток. Используя один из методов измерения фазы, можно настроить LC цепь Lewallen для идеального изменения фазы напряжения на 90° на выходе цепи (которое, при использовании линии передачи ¼λ, соответствует изменению фазы тока на 90° в точке возбуждения антенны). Настроив один раз цепь на 90°, можно прекрасно настроить эту цепь на оптимальное отношение F/B, используя измеритель напряженности поля. Необходимо, однако, сознавать, что нет необходимости конструировать антенную решетку на максимум F/B (при 90° изменении фазы) для направления 180° от максимума излучения.

Рассмотрим пример 2-х элементной антенной решетки осевого излучения с кадиоидной диаграммой, в которой мы возбуждаем элементы с разностью фаз между ними 90°. Если элементы расположены на расстоянии ¼λ, тогда бесконечное подавление излучения происходит при угле излучения 0°. Это не обязательно то, что мы хотим. Действительно идеальная стратегия заключается в том, чтобы сконструировать антенную решетку с максимальным подавлением излучения при угле, например, 30°. В этом случае мы будем иметь лучшее подавление при больших углах и несколько меньше при нулевом угле, что не очень важно, поскольку мы и так не имеем излучения сигнала при нулевом угле!

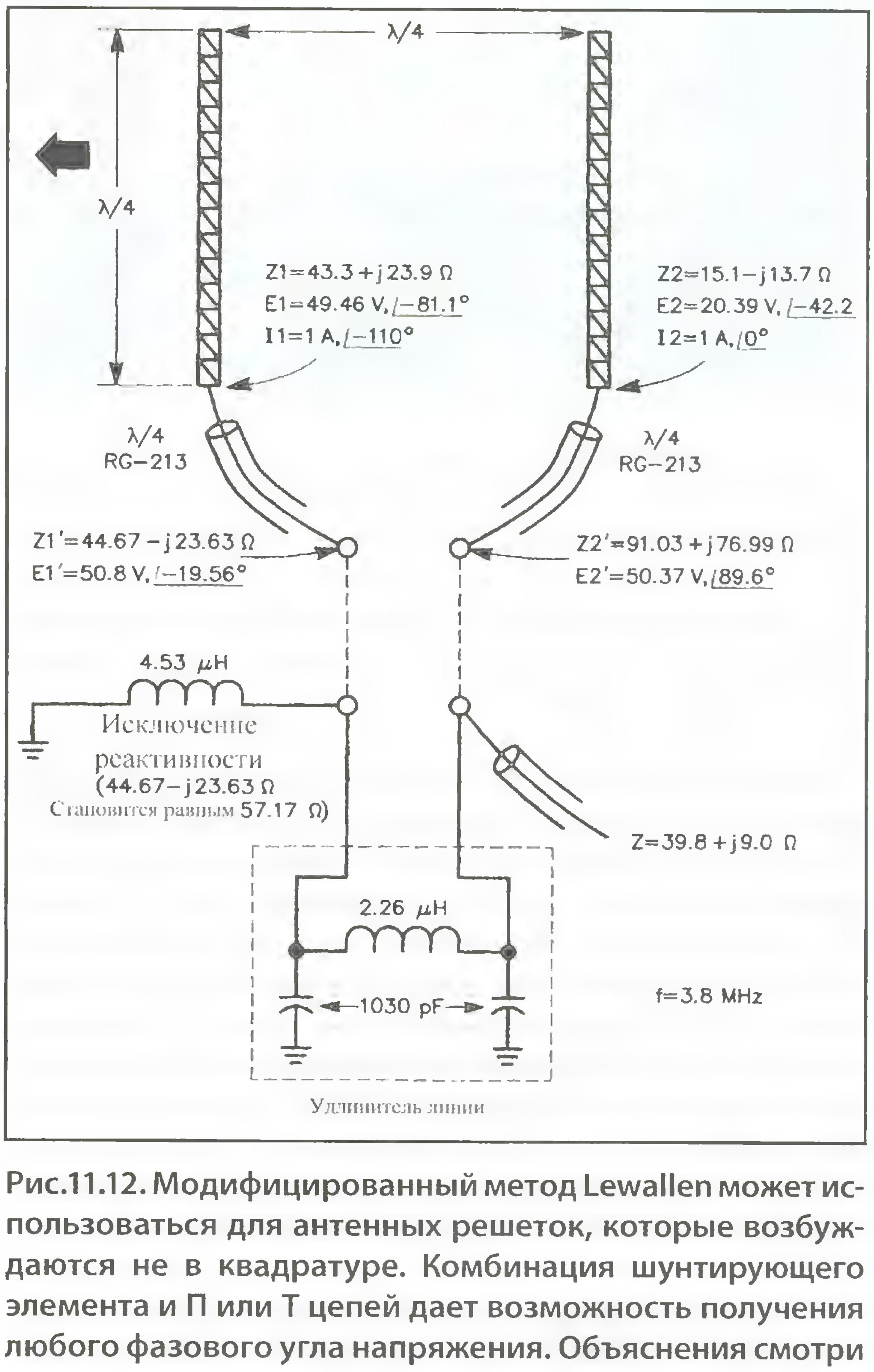


Рис.11.12. Модифицированный метод Lewallen может использоваться для антенных решеток, которые возбуждаются не в квадратуре. Комбинация шунтирующего элемента и П или Т цепей дает возможность получения любого фазового угла напряжения. Объяснения смотри в тексте.

Для этого мы должны разносить вертикальные антенны на расстояние 90°/cos α, где α – угол излучения. В нашем примере расстояние должно быть равно 90°/cos(30°) = 103°. Теперь мы должны разместить наш измеритель напряженности поля при угле 30° от направления назад от антенны, чтобы выполнить окончательную настройку отношения F/B (в любом из двух направлений 60°или 120°), когда проводим измерения вблизи уровня земли (например, при угле излучения 1°), как показано на рис.11.11.

3.3.4. Модифицированный метод Lewallen.

L – цепь, описанная Lewallen, обеспечивает сдвиг фазы на 90° между напряжениями и пригодна только для квадратурно возбуждаемых антенных решеток. Рассмотрим случай, где мы незначительно изменим нашу 2-х элементную кардиоидную антенную решетку, изменив разность фаз от 90° до 110°. Это увеличит усиление антенны на 0.6 дБ! Обратимся к Рис.11.12. Теперь характеристики двух элементов следующие:

Z1 = 43.3 + j23.9 Ом,

I1 = 1 A, ∠ -110°,

E1 = 49.46 В, ∠ - 81.1°,

Z2 = 15.1 – j13.7 Ом,

I2 = 1 A, ∠ 0°.

E2 = 20.39 В, ∠ - 42.2°.

На концах отрезков кабелей RG-213, длиной 90 °, сопротивления и напряжения станут следующими:

Z1’ = 44.67 – j23.63 Ом,

E1’ = 50.8 В, ∠ - 19.56°,

Z2’ = 91.03 + j76.99 Ом,

E2’ = 50.37 В, ∠ 89.6°.

Теперь нам необходима цепь между концами двух кабелей, которая обеспечит разность фаз, равную 89.6° - (- 19.56°) = 109.16°.

Чтобы достичь этого, мы можем использовать П или Т фазовращающие цепи с постоянным сопротивлением. П и Т цепи сконструированы для обеспечения необходимого сдвига фаз в системе, сопротивления которых не имеют реактивных частей. Это означает, что первоначально нам необходимо добавить шунтирующий элемент на конце линии передачи, идущей к излучателю с фазовой задержкой, чтобы сделать сопротивление вещественным. Мы не можем применить последовательный элемент, так как он может изменить как амплитуду, так и фазу напряжения. Чтобы выполнить это мы можем применить модуль программного обеспечения SHUNT/SERIES IMPEDANSE NETWORK.

Присоединив индуктивность с реактивностью 108.1 Ом параллельно линии передачи, изменим сопротивление Z1 на 57.17 Ом. На частоте 3.8 МГц необходимая индуктивность равна 4.53 мкГн.

Далее используем модуль LINE STRETCHER (П или Т), чтобы рассчитать значения элементов фазосдвигающей цепи. Выходной фазовый угол должен быть равен -19.56°, входной фазовый угол равен 89.6°, а сопротивление системы равно 57.17 Ом. Результирующие значения элементов П - цепи следующие:

X_S = +j54 Ом,

X_p = - j40.66 Ом.

Для f = 3.8 МГц значения элементов следующие:

Последовательная катушка: 2.26 мкГн

Параллельный конденсатор: 1030 пФ.

Законченная система возбуждения показана на Рис.11.12. Сопротивление в месте соединения эквивалентно параллельным сопротивлениям:

Z1’’ = 57.17 Ом,

Z2’ = 91.03 + j76.99 Ом.

Модуль программного обеспечения PARALLEL IMPEDANSES рассчитал параллельное сопротивление как 39.8 +j76.99 Ом. Это и будет входным сопротивлением антенной решетки. Теперь вы можете использовать L – цепь или любую другую согласующую систему для получения более подходящего значения для соединения с кабелем 50 Ом.

Заключение: Модифицированный метод Lewallen позволяет вам использовать метод «вынужденного тока» для антенных решеток, возбуждаемых не в квадратуре. Однако, цепь, которая производит необходимый сдвиг фазы напряжения уже не простая L – цепь.

Замечание: В рассмотренном выше примере мы устанавливали фазо настраиваемую цепь в плечо, идущее к элементу с задержкой фазы тока, в то время, как линия передачи, возбуждающая антенную решетку, соединена непосредственно с четвертьволновой линией идущей к элементу с опережением фазы тока.

Возможно также противоположное, то есть соединение возбуждающей линии передачи непосредственно с четвертьволновой линией, идущей к элементу с задержкой фазы тока. Чтобы убедиться, что вы точно определили входные и выходные фазовые углы, используйте модуль программного обеспечения PI or T LINE-STRETCHER.

Этот выбор, также как и выбор между П и Т цепями на практике определяются практическими соображениями, такими как сопротивления и значения компонентов схемы (слишком маленькое значение сопротивления, приводящее к большим токам; слишком большое значение сопротивления, приводящее к большим напряжениям).

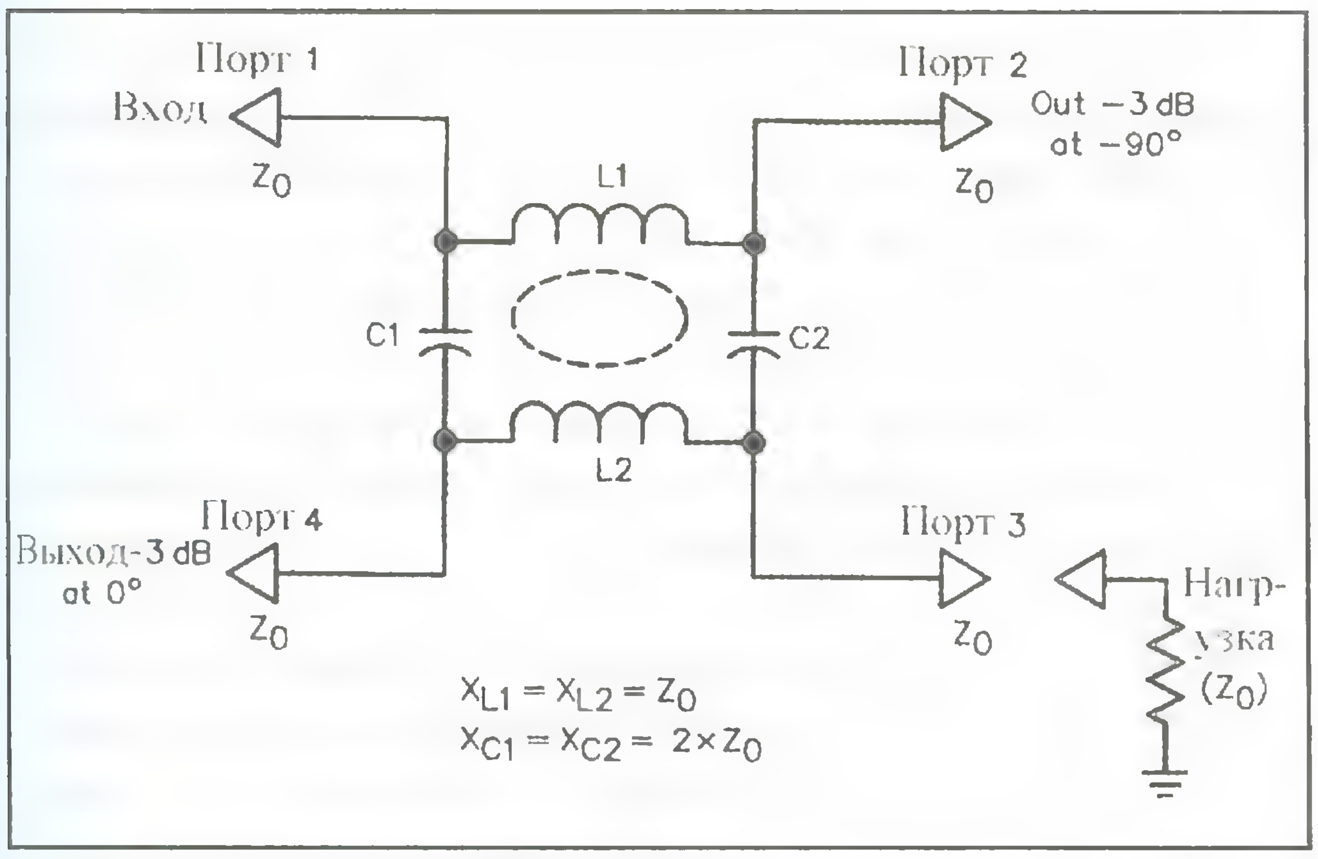


Рис.11.13. Гибридный ответвитель, имеющий два -3дБ выхода с разностью фаз 90°. Катушки L1 и L2 сильно связаны. Подробное пояснение конструкции смотри в тексте.

3.3.5. Метод Collin.

Возбуждающая система Collin, W1FC, похожа на систему Lewallen в том, что они используют «вынужденные токи» четвертьволновых линий передачи к отдельным элементам. Однако, существует одна разница. Вместо использования L – цепи, Collin использует квадратурный гибридный ответвитель, показанный на Рис.11.13.

Гибридный ответвитель делит входную мощность, поступающую на порт 1, пополам между портами 2 и 4, теоретически не подавая мощность на порт 3, если сопротивления всех четырех портов одинаковы. Если выходные сопротивления неодинаковы, то мощность рассеивается на нагрузочном сопротивлении порта 3. К тому же разность фаз между сигналами портов 2 и 4 может отличаться от 90°, если сопротивления нагрузок этих портов не вещественны или, если они комплексные, но не имеют идентичных реактивных частей. Мы можем проверить, являются ли эти характеристики гибридного ответвителя важными для его использования в системах возбуждения квадратурных антенных решеток.

Конструкция гибридного ответвителя.

Значения элементов гибридного ответвителя следующие:

$X_{L1} = X_{L2} = 50$ *Ом* (сопротивление системы).

$X_{C1} = X_{C2} = 2 \times 50 = 100$ *Ом*

Для частоты 3.65 МГц значения элементов будут равны:

$$L1 = L2 = \frac{X_{L1}}{2\pi f} = \frac{50}{2\pi \times 3.65} = 2.18\text{мкГн},$$

$$C1 = C2 = \frac{10^6}{2\pi f X_C} = \frac{10^6}{2\pi \times 3.65 \times 100} = 436\text{пФ}.$$

При конструировании необходимо принимать во внимание емкость между проводами катушек L1 и L2, которая может быть до 10% необходимого значения для C1 и C2.

Восьмидесятиметровый самодельный гибридный ответвитель с вакуумным реле переключения направления, сделанный JA6BJT.

Устройство гибридного ответвителя фирмы Com Tec, установленного K4ZM. Двухсторонняя печатная плата прикреплена к анодированному металлическому каркасу с использованием крышки из плексигласа, что делает возможным проверку устройства без необходимости открывания коробки.

Чтобы определить необходимые значения емкостей конденсаторов, первоначально наматывают сильно связанные катушки L1 и L2, затем измеряют межвитковую емкость и вычитают это значение из теоретического значения C1 и C2. Для лучшей связи катушки должны быть намотаны на сердечник из порошкового карбонильного железа. Сердечник T225-2 ($\mu = 10$) является хорошим выбором для уровня мощности, превышающего 2 кВт. Сердечники с большими размерами выдерживают больший уровень мощности. Характеристики сердечников приведены в таблице 6-1 главы 6. Сердечник T225-2 имеет коэффициент A_L равный 120. Необходимое число витков может быть рассчитано, как:

$$N = 100\sqrt{\frac{2.18}{120}} = 13.4\text{витков.}$$

Катушки могут быть намотаны многожильным проводом диаметром 1.3 или 1.6 мм, покрытых фторопластом. Катушки могут быть так, чтобы витки обеих катушек были расположены рядом или два провода двух катушек могут быть свиты между собой по 5-7 витков на дюйм перед намоткой (с равномерным шагом) на сердечник.

Теперь измеряют индуктивность катушек (при помощи моста сопротивлений или LC измерителя) затем как можно ближе подстраивают (подрезанием проводов) индуктивность обеих катушек к значению 2.09 мкГн. Неограничивайтесь расчетом числа витков, проницаемости этих сердечников могут достаточно сильно отличаться при серийном производстве или от изготовителя. Передвижение витков по сердечнику может помочь вам при точной подгонке индуктивностей катушек. Теперь может быть измерена межвитковая емкость. Это значение должно быть вычтено из значения, рассчитанного выше (436 пФ). Окончательное исследование гибридного ответвителя может быть выполнено при помощи векторного вольтметра или двухлучевого осциллографа. Нагрузив порты 2, 3 и 4 на сопротивления 50 Ом, вы можете точно настроить гибридный ответвитель на разность фаз между портами 2 и 4, равную 90°. Амплитуды выходных напряжений при этом должны быть равны.

Характеристики гибридного ответвителя.

Я тестировал характеристики коммерчески выпускаемого гибридного ответвителя (фирма Com Tec Systems). Сначала ответвитель тестировался с двумя нагруженными портами (порты 2 и 4) на сопротивление 50 Ом. При этих условиях мощность, рассеиваемая на сопротивлении в 50 Ом, нагружающем порт 3 была на 21 дБ меньше входного уровня мощности. Это означает, что ответвитель имеет направленность 21 дБ при идеальных условиях нагрузки (эквивалентно 12 Вт рассеиваемой мощности при 1500 Вт входной мощности). Результаты одинаковы для частот 3.5 и 3.8 МГц. КСВ входа при тех же самых условиях было равно 1.1 (обратные потери 25 дБ).

Я также исследовал гибридный ответвитель на его способность обеспечить деление сигнала на 3 дБ с разностью фаз 90°. При нагрузке двух портов гибридного ответвителя на сопротивления 50 Ом, я измерил разницу амплитуд напряжений двух выходных портов в 1.7 дБ при разности фаз выходных сигналов в 88° на частоте 3.8 МГц. На частоте 3.5 МГц разница фазовых углов осталась равной 88°, а разница в амплитудах сигналов уменьшилась до 1.2 дБ (теоретически разности должны быть равны 0 дБ и 90°).

В коммерчески доступном гибридном ответвителе фирмы Com Tec Systems (comtec4@juno.com) для получения сдвига фазы на 180° в широкой полосе частот используется линия передачи, намотанная на тороидальный сердечник. Фазовый трансформатор состоит из линии передачи в виде витой пары, в которой провод А заземлен на одном конце, а провод В заземлен на другом конце катушки. Оставшиеся два конца являются входом и выходом устройства, напряжения на которых отличаются на 180° по фазе. Это устройство позволяет избежать длинного (½λ) коаксиального кабеля, который, в противном случае, был бы необходим для получения сдвига фазы на 180 ° и оно также более широкополосное.

Я измерял характеристики такой «сжатой» линии задержки. При использовании нагрузки 50 Ом линия имела сдвиг фазы 168 ° при вносимых потерях 0.8 дБ. При комплексной нагрузке фазовый сдвиг изменялся от 160° до 178°. Измерения были выполнены векторным вольтметром Hewlett-Packard. Гибридный ответвитель также исследовался с использованием «реальных» нагрузок в виде четырех элементной квадратной антенной решетки. Детальное описание смотрите в разделе 5.3.

После исследования элементов гибридного ответвителя фирмы Com Tec Systems (ответвителя и линии задержки), я оценил характеристики (без линии задержки) самого ответвителя, используя сопротивления, которые были определены на входных концах линий передачи длиной ¼ λ реальной антенной решетки, в качестве нагрузочных сопротивлений для портов 2 и 4 ответвителя. Изучим полученные данные для нашей 2-х элементной кардиоидной антенной решетки осевого излучения.

КСВ на концах четвертьволновых линий передачи к двум излучателям (в случае кардиоидной диаграммы направленности) не равно 1.0. Следовательно, сопротивления на концах четвертьволновых линий передачи зависят от сопротивлений излучателей и волновых сопротивлений линий передачи. Мы хотим выбрать волновые сопротивления линий передачи так, чтобы минимальное количество энергии рассеивалось в порту 3 на нагрузочном сопротивлении.

Сопротивления на концах реальных линий передачи длиной 90° (¼ λ RG-213 при 0.35 дБ потерь на 100 футов в диапазоне 80 метров) равны:

$Z1' = 42.81 - j16.8$ Ом,

$Z2' = 63.1 - j56.94$ Ом.

Эти сопротивления достаточно близки к входному сопротивлению 50 Ом промышленного гибридного ответвителя. При использовании линий передачи с волновым сопротивлением 75 Ом эти сопротивления были бы равны:

$Z1' = 95.11 - j35.88$ Ом,

$Z2' = 141.05 - j125.4$ Ом.

Очевидно, что для нашей кардиоидной 2-х элементной антенной решетки правильным выбором будет выбор линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом. Для других типов антенных решеток это может быть по другому. Основная модель 4-х элементной квадратурно возбуждаемой квадратной антенной решетки с расстоянием между элементами ¼λ детально рассмотрена в разделе 4.9.2.2. Специальный случай 4-х элементной квадратной антенной решетки анализируется в разделе 5.3.

Характеристики антенной решетки.

Хотя амплитуды и фазы напряжений на концах двух четвертьволновых линий передачи точно не равны необходимым амплитудам и фазам для идеального квадратурного возбуждения, оказывается, что антенная решетка только незначительно пострадает от небольшой разницы. Неправильный фазовый угол, вероятно, ухудшит отношение F/B, но усиление останется почти тем же самым, что и при идеальных условиях возбуждения (см. также Рис.11.16).

Конструкции с другим сопротивлением.

Мы можем также выполнить гибридный ответвитель с сопротивлением, отличающимся от сопротивления 50 Ом четвертьволновых линий передачи, чтобы получить меньшее значение КСВ в портах 2 и 4 ответвителя. Нагрузочное сопротивление в порту 3 должно иметь то же самое значение сопротивления, как и входное сопротивление гибридного ответвителя. В качестве альтернативы, мы можем использовать стандартную нагрузку 50 Ом с небольшой L – цепью, соединяющей нагрузку и выход гибридного ответвителя.

При помощи модуля программного обеспечения SWR ITERATION можно просмотреть значения КСВ портов 2 и 4 в любом диапазоне изменений сопротивления гибридного ответвителя. Результаты могут быть перепроверены при помощи измерения мощности в нагрузочном сопротивлении и попеременным соединением четвертьволновых линий передачи с волновыми сопротивлениями 50 и 75 Ом к элементам антенной решетки. Пример практического конструирования приведен в разделе 4.9.2.2.

Выбором наиболее подходящего волнового сопротивления линий передачи, также как и оптимальным значением сопротивления гибридного ответвителя можно уменьшить рассеиваемую мощность в нагрузочном сопротивлении до 2% - 5% от входной мощности. Уменьшатся или нет потери мощности до такого низкого уровня это еще вопрос, однако детальное рассмотрение проблемы поможет в лучшем понимании гибридного ответвителя и его работы в системе возбуждения квадратурной фазированной антенной решетки.

3.3.6. Метод Gehrke.

Gehrke, K2BT, развил метод, который в некоторой степени является стандартным в радиосвязи. Элементы антенной решетки возбуждаются случайно выбранными длинами линий передачи, необходимый ток возбуждения в каждом элементе получается при помощи введения в систему возбуждения цепей из дискретных элементов (с сосредоточенными параметрами). Он использовал L - цепи и П или Т цепи задержки с постоянным сопротивлением. Детальное описание этого метода приведено в [924].

Метод Gehrke заключается в выборе равных длин (не обязательно длиной 90 °) линий передачи, идущих от элементов к общей точке, где установлен переключатель и согласующее устройство. В этом методе длина линий передачи может быть выбрана конструктором, чтобы удовлетворить физические требования конкретной установки. Кабели должны быть достаточно длинными, чтобы достичь общей точки, такой как середина треугольника, если антенная решетка имеет форму треугольника. В качестве примера рассмотрим 2-х элементную антенную решетку осевого излучения с кардиоидной диаграммой направленности (излучатели возбуждаются токами равной амплитуды, но с разностью фаз 90°). Все расчеты предполагают использование коаксиального кабеля RG-213 (0.35 дБ потерь на 100 футов в диапазоне 3.8 МГц). Будем использовать программное обеспечение для «реальных» линий передачи, которое принимает во внимание потери в кабеле.

Далее должны быть определены требуемые сопротивления в Т – соединении. Входные сопротивления излучателей антенной решетки из выше рассмотренного примера равны:

Z1 = 51 + j20 Ом, для элемента с фазой -90°,

Z2 = 21 – j20 Ом, для элемента с фазой 0°.

Так как токи в обеих элементах равны 1 А (произвольно выбрано), то мощности будут равны:

$P1 = I^2 \times 51 = 51$ Вт,

$P1 = I^2 \times 21 = 21$ Вт,

$P_{tot} = 21 + 51 = 72$ Вт.

Если вы хотите работать с реальными значениями мощностей, напряжений, токов, то разделите выходную мощность передатчика на P_{tot} и замените ток 1 А корнем квадратным из значения выходной мощности поделенной на общую мощность. Пример: Если $P_{out} = 1500$ Вт, то

$$I = \sqrt{\frac{1500}{72}} = 4.56\ \text{А}.$$

Теперь вы сможете предсказать реальные напряжения и токи, что может помочь при определении элементов цепей.

На входе Т – соединения (предполагая, что мы будем иметь КСВ = 1.0 для линии передачи 50 Ом в радиорубке) напряжение будет равно:

$$E = \sqrt{R \times P} = \sqrt{50 \times 72} = 60B.$$

Сопротивление Т – соединения со стороны первого элемента решетки должно быть равно:

$$Z = \frac{E^2}{R1} = \frac{60^2}{51} = 70.6 Ом.$$

Аналогично, со стороны элемента 2 сопротивление Т – соединения должно быть равно 171 Ом. Может быть сделана простая проверка того, что результирующее сопротивление будет равно 50 Ом:

$$\frac{1}{70.6} + \frac{1}{171} = \frac{1}{50}.$$

Сопротивление, ток и напряжение на входе элементов (см. раздел 3.3.1) равны:

Z1 = 51 + j20 Ом,

I1 = 1 A, ∠-90°,

E1 = 54.8 В, ∠-68.6°

Z2 = 21 – j20 Ом,

I2 = 1 А, ∠0°

E2 = 29 В, ∠-43.6°

E1 и E2 – это напряжения (амплитуды и фазы), которые должны существовать на входах элементов антенной решетки, чтобы создать диаграмму направленности, являющуюся результатом излучения двух элементов антенной решетки, разнесенных на четвертьволновое расстояние друг от друга и возбуждаемых токами равной амплитуды с разностью фаз 90°. На Рис.11.14 показаны значения сопротивления, напряжения и тока в различных точках схемы возбуждения антенной решетки.

Значения I, E и Z на входах элементов антенной решетки должны быть теперь трансформированы к входным концам коаксиальных линии передачи. Если мы решим сделать направление излучения антенной решетки переключаемым, то рекомендуется, чтобы все линии передачи были одинаковой электрической длины, кроме случая, когда состояние элемента не меняется (такой, как центральный элемент трехэлементной линейной антенной решетки), так как в этом случае переключение направления может быть легко создано. Во всем остальном нет причин брать линии передачи одинаковой длины. Возьмем два кабеля, каждый длиной 75°.

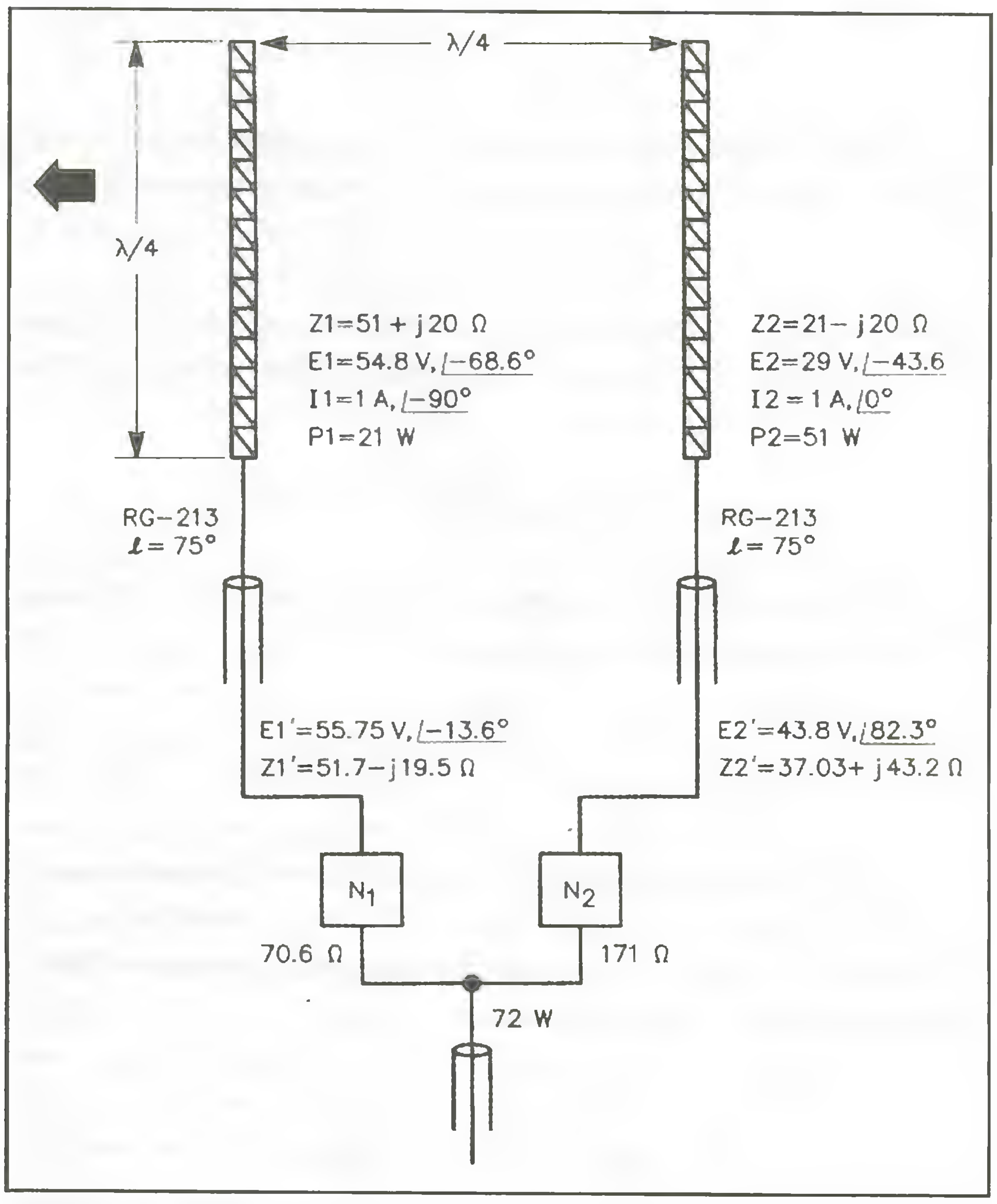


Рис.11.14. Схематичное представление метода Gehrke для возбуждения элементов антенной решетки. Цепи N1 и N2 трансформируют комплексные сопротивления на концах линий передачи в активные сопротивления на входах T – соединения и обеспечивают напряжения на этом соединении равными по амплитуде и фазе. Смотри детальное описание в тексте.

Мы рассчитали сопротивление на входных концах двух коаксиальных линий передачи при помощи программного модуля COAX TRANSFORMER/SMITH CHART. Результаты трансформации коаксиальным кабелем длиной 75 ° с волновым сопротивлением 50 Ом следующие:

$$Z1' = 51.7 - j19.5\text{Ом},$$
$$E1' = 55.75\text{В}, \angle -13.6^\circ,$$
$$I1' = 1.01\text{А}, \angle 7.05^\circ,$$
$$Z2' = 37.03 + j43.2\text{Ом},$$
$$E2' = 43.8\text{В}, \angle 82.3^\circ,$$
$$I2' = 0.77\text{А}, \angle 32.88^\circ.$$

Эти значения Z, E, I должны быть на концах коаксиальных кабелей, для того, чтобы антенная решетка работала, как было задумано.

Далее мы должны рассчитать элементы сосредоточенной цепи. Цепи должны быть сконструированы для трансформации комплексных сопротивлений на концах коаксиальных кабелей в активные сопротивления (равные 70.6 Ом и 171 Ом, как было определено ранее). Эта трансформация должна быть выполнена L – цепью с параллельным входом, так как выходное сопротивление меньше, чем входное сопротивление. Единственным требованием для цепи является трансформация сопротивления. L – цепь имеет фазовую задержку, которая непосредственно связана с коэффициентом трансформации, это означает, что мы не можем управлять отдельно фазовой задержкой. Фазовая задержка тока и напряжения может быть рассчитана при помощи матричной алгебры [925]. Программный модуль L – NETWORK выполнит эту работу за секунды. Каждое конструирование L – цепи даст по крайней мере два решения, в которых амплитуды входных напряжений одинаковы, а фазы различны.

L – цепь для Z1 (элемент с фазовой задержкой тока).

Входные данные:

$$Z_{out} = 70.6\text{Ом},$$
$$Z' = 51.7 - j19.5\text{Ом},$$
$$E1' = 55.85\text{В}, \angle -13.6^\circ,$$
$$I1' = 1.01\text{А}, \angle 7.05^\circ.$$

Решение 1:

$$X_S = -j11.76\text{Ом}$$

(знак минус означает емкостную реактивность),

$$X_P = j116.7\text{Ом}.$$

Решение 2:

$$X_S = j50.76\text{Ом},$$
$$X_P = -j116.77\text{Ом}(\text{емкостная реактивность}).$$

L – цепь для Z2 (элемент с фазовым опережением тока).

$$Z_{out} = 171 Ом,$$
$$Z2^{'} = 37.03 + j43.2 Ом.$$

Решение 3:

$$X_S = -j113.63 Ом.$$
$$X_P = j89.9 Ом.$$

Решение 4:

$$X_S = j27.23 Ом.$$
$$X_P = -j89.9 Ом.$$

Для каждого решения напряжения и токи в фазе, а сопротивление чисто активное. Цепи теперь могут быть вставлены поэлементно в линии передачи. Смотри Рис.11.15. Мы должны решить, во первых, какую из цепей использовать. Наш выбор будет зависеть как от значений элементов цепей, так и от разности фаз, которую необходимо будет компенсировать при помощи удлинителя. Предположим, что мы выбрали решения 2 и 3. Рассматривая входные напряжения этих двух цепей, E1'' и E2'' мы можем увидеть, что амплитуды практически одинаковы, а фазовые соотношения различны: +38.22° для элемента 1 и -29.36° для элемента 2. Чтобы компенсировать разность фаз, в этом случае дополнительная фазовая задержка может быть получена при помощи удлинителя линии. Он может быть выполнен в виде симметричной П- либо Т-цепи, рассчитанной на входное (и выходное) сопротивление 70.6 Ом или 171 Ом и обеспечивающей требуемый сдвиг фазы.

Эта цепь может быть сконструирована при помощи программного модуля LINE STRECHER (П или Т). Если вы используете программное обеспечение, обеспечьте правильный ввод входного и выходного углов. Одним из возможных решений является П-цепь с характеристикой соответствующей ветви схемы.

Предположим, что удлинитель устанавливается в ветвь с сопротивлением 70.6 Ом: Выходной фазовый угол равен 38.22°, а входной фазовый угол равен –29.36°.

Убедитесь, что вы ввели входную и выходную фазы правильно: При перемещении от входа цепи к антенне, первой будет входная фаза, выходная фаза является фазой нагрузки.

Значения элементов П цепи следующие:

$$X_S = -j65.26 Ом$$

(642 пФ на частоте 3.8 МГц),

$$X_P = j105.5 Ом$$

(4.4 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Перед удлинителем напряжения одинаковы как по амплитуде, так и по фазе и входы цепей N1 и N2 могут быть соединены параллельно для получения необходимого входного сопротивления системы.

Входное сопротивление антенной решетки равно 50 Ом. Вспомните начало процедуры конструирования.

На рис.11.14 показана результирующая схема возбуждения, рассчитанная выше.

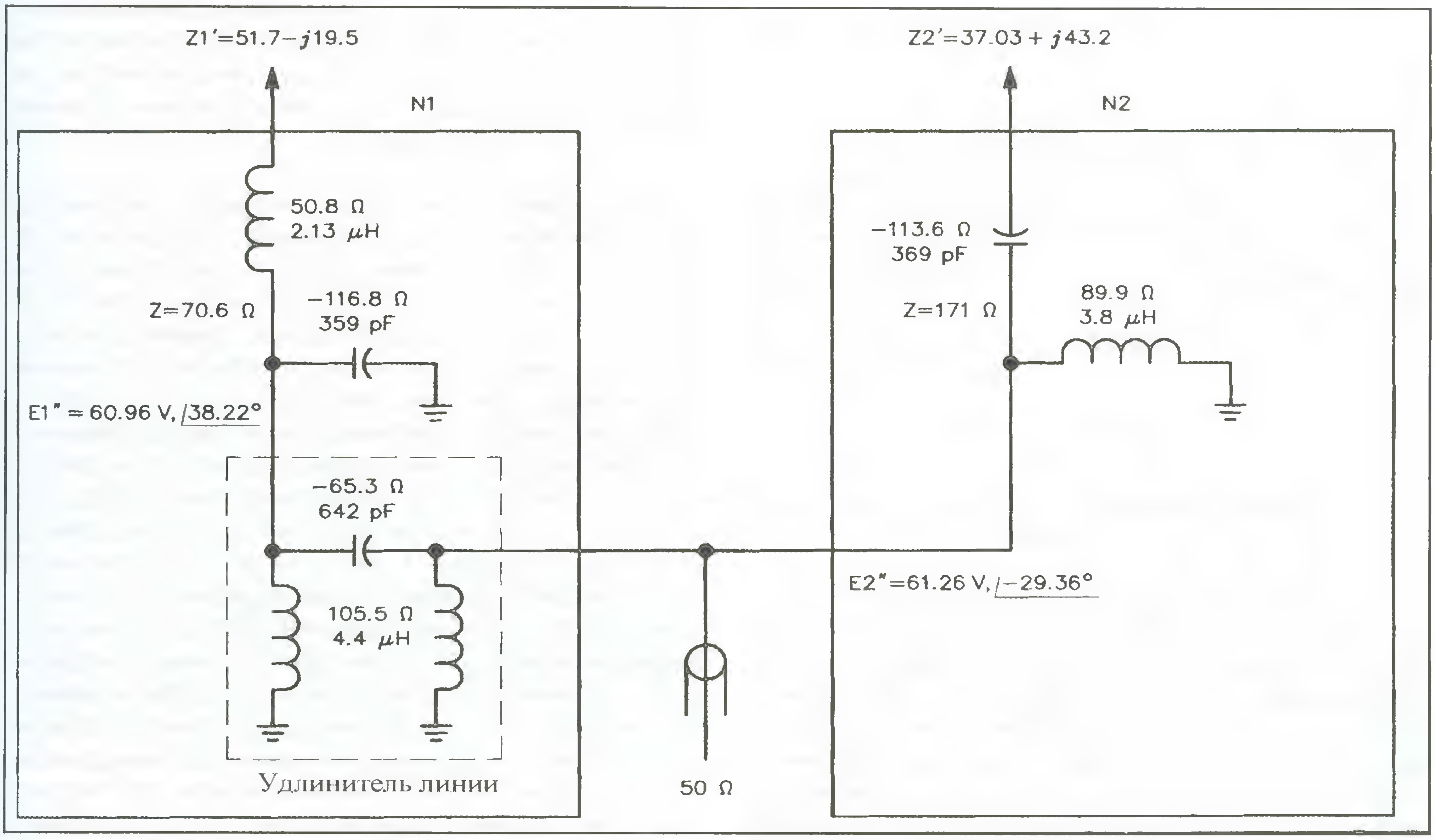


Рис.11.15. Эта схема показывает, как элементы цепей N1 и N2 могут быть рассчитаны шаг за шагом. Это только одна из 16 возможных схем, приводящая к необходимым результатам.

Существует большое число решений, которые могут быть получены. Для каждой из L – цепей мы имеем два решения, мы можем также использовать удлинитель с постоянным сопротивлением либо в линии, идущей к элементу 1, либо в линии к элементу 2. Все эти решения действительны. Для этой 2–х элементной кардиоидной антенной решетки возможно 16 комбинаций L – цепей и удлинителей линии, которые ожидают наших оценок.

3.3.7. Выбор наилучшей возбуждающей системы.

До опубликования Gehrke превосходной серии статей по вертикальным антенным решеткам, существовала практика просто использовать линии передачи в качестве линий задержки приравнивать электрическую длину линии фазовой задержке при любых обстоятельствах. Теперь мы знаем, что есть более лучшие пути достижения той же цели.

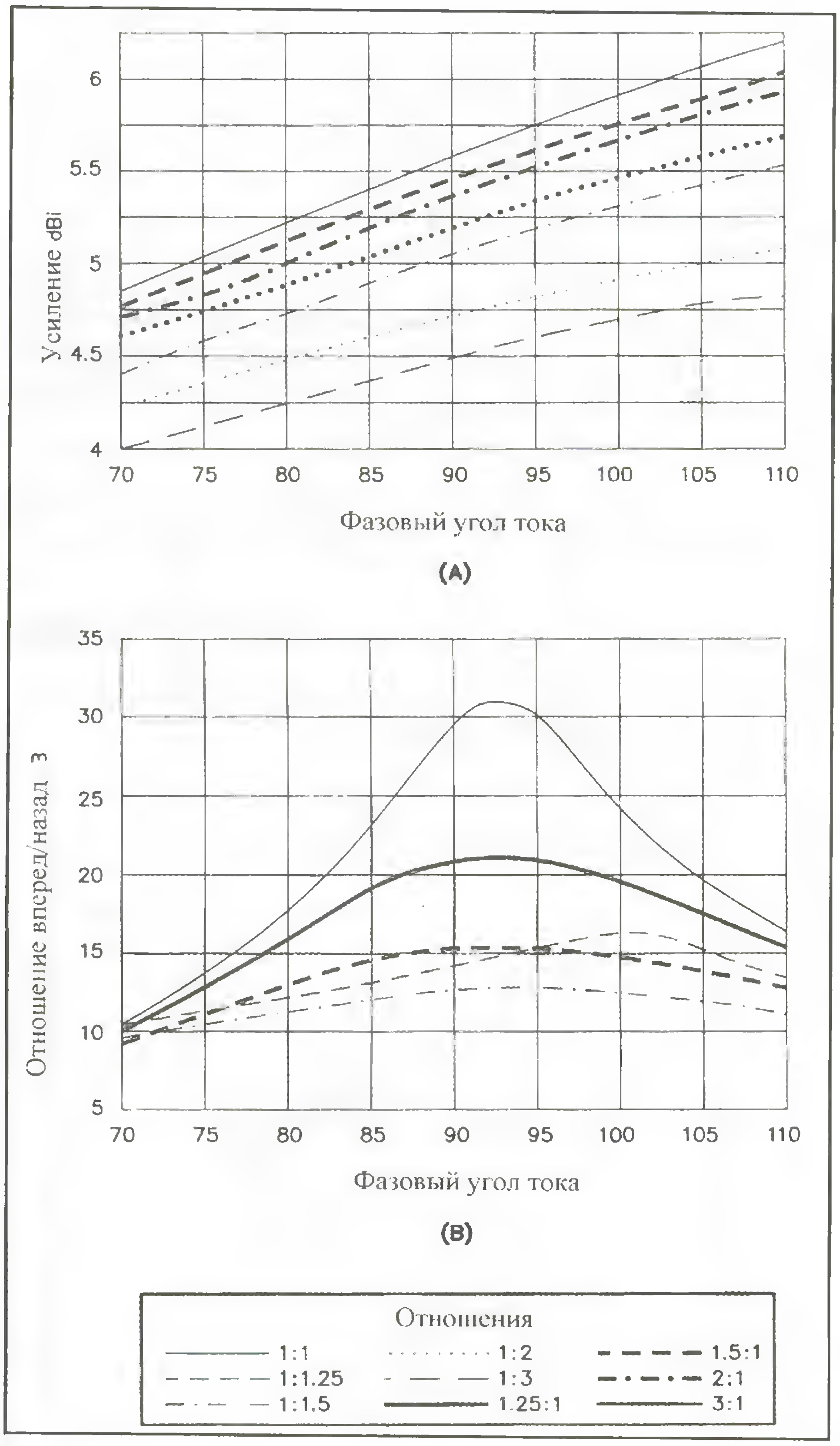


Рис.11.16. Усиление и отношение вперед/назад, рассчитанные для 2-х элементной кардиоидной антенной решетки в зависимости от амплитуд токов и разности фаз. Расчеты выполнялись для очень хорошей земли в основном лепестке излучения. Если рассматривать усиление, то решетка допускает очень большие вариации в амплитудах и фазах токов, но очень чувствительна к ним при рассмотрении отношения вперед/назад.

К счастью, как показал Gehrke, эти антенные решетки могут быть легко разработаны. На рис.11.16 показаны результаты анализа 2-х элементной кардиоидной антенной решетки с различными системами возбуждения. Отношение амплитуд токов возбуждения, также как и фазовый угол оказывают небольшое влияние на коэффициент усиления. Фактически, большая фазовая задержка (например, 100° вместо 90°) увеличивает усиление на 0.3 дБ. Графики сильно отличаются при рассмотрении отношения вперед/назад. Чтобы достичь этого отношения больше, чем 20 дБ, необходимо строго контролировать амплитуду тока и фазовый угол. Но даже с облучающей системой, далекой от оптимальной, вы, похоже, всегда получите отношение вперед/назад между 8-12 дБ, что несомненно является ожидаемым от антенных решеток, которые неправильно возбуждены при помощи коаксиальных фазирующих линий, имеющих электрические длины, требуемого фазового сдвига.

Методы вынуждающего тока (метод Levallen и его модификация, метод Collin) могут быть использованы, если амплитуды всех токов одинаковы или необходимая амплитуда тока может быть обеспечена правильным выбором волнового сопротивления коаксиальной линии передачи.

Рассмотрим пример. 4-х элементная антенная решетка, в которой необходимое соотношение амплитуд токов равно 1.0, 1.5, 2.0, и 3.0 в четырех ее элементах, может быть возбуждена при помощи коаксиальных линий передачи с волновыми сопротивлениями 75 Ом, 50 Ом, 37.5 Ом (две параллельных линии по 75 Ом) и 25 Ом (две параллельных линии по 50 Ом). На конце каждой четвертьволновой линии передачи амплитуда напряжения будет равна 75 В (1 x 75=75, 2 x 37.5=75, 1.5 x 50=75, 3 x 25=75).

Если фазовые углы токов находятся в квадратуре (кратны 90°), то могут быть применены либо метод возбуждения Levallen, либо метод Collin. Большое преимущество метода Collin заключается в том, что вам нет необходимости что-либо измерять. Система Collin требует очень небольшого числа дискретных элементов.

При помощи системы Collin может быть получено по существу одинаковое отношение вперед/назад в частотном диапазоне от 3.5 до 4.0 МГц, что делает этот подход очень привлекательным для тех, кто хочет иметь широкополосные характеристики. Однако, не имеет смысла делать вывод о практической полосе частот системы с гибридным ответвителем, измеряя зависимость КСВ от частоты на входе ответвителя. Ответвитель может иметь очень низкое значение КСВ (обычно менее 1.3) при любых обстоятельствах даже от 3.5 до 4 МГц или от 1.8 до 1.9 МГц на 160 метрах. Причина следующая, вдали от рабочей частоты устройства сопротивления портов гибридного ответвителя будут существенно реактивными, в результате почти вся мощность, поступающая в систему, будет рассеиваться в нагрузочном сопротивлении. Обычно антенная решетка из резонансных элементов на частоте 3.8 МГц может рассеивать от 50 до 80% входной мощности в нагрузочном сопротивлении при работе на частоте 3.5 МГц (точное значение будет зависеть от добротности элементов). На прием та же самая антенная решетка будет все еще показывать хорошую направленность на частоте 3.5 МГц, но ее усиление уменьшится на 3 – 7 дБ относительно усиления на частоте 3.8 МГц (поскольку мы теряем от 50 до 80% приемного сигнала также на нагрузочном сопротивлении). Ясно, что единственным параметром, определяющим полосу частот является мощность, рассеиваемая на нагрузочном сопротивлении. Вместо того, чтобы хвастаться хорошим КСВ, измерьте мощность в нагрузочном сопротивлении!

По сравнению с другими методами вынуждающего тока (метод Levallen и его модификация) гибридный ответвитель имеет недостаток, заключающийся в потере некоторой части передаваемой мощности (а также и принимаемой мощности, но это, вероятно, менее значимо) в нагрузочном сопротивлении. До тех пор, пока эта мощность менее 10%, потери пренебрежимы с практической точки зрения. Количество теряемой мощности может быть уменьшено правильным выбором волнового сопротивления четвертьволновых линий передачи, также как и сопротивлением гибридного ответвителя (см. раздел 3.3.5. и 4.9.2.2).

Другим относительным недостатком системы с гибридным ответвителем является то, что ответвитель не создает точное квадратурное изменение фазы, пока не будут выполнены очень специфичные условия нагрузки (активная нагрузка или одинаковые реактивные части нагрузок на обоих портах). Однако, большинство из квадратурно возбуждаемых антенных решеток допускают несколько градусов отклонения от идеальных квадратурных условий. Ответвитель Collin может быть использован только в антенных решетках, которые имеют квадратурно возбуждаемые элементы (фазовые углы тока кратны 90°. Ясно, что метод Collin через несколько лет станет наиболее популярным методом возбуждения, потому что это решение наиболее понятно операторам (привлекает внимание, не вызывает вопросов и оно работает в большинстве случаев!).

Метод Christman находит наибольшее применение при трансформации характеристик коаксиальных линий передачи, так как он минимизирует количество дискретных элементов, необходимых в цепи возбуждения. Это очень привлекательное решение и не распугает потенциальных создателей антенных решеток. Для 2-х элементных кардиоидных антенных решеток это, безусловно, единственный путь, по которому следует идти. Конечно, вам необходимо будет пройти через трудности измерения сопротивлений.

Метод Christman хорошо применим для 2-х элементных антенных решеток. Для антенных решеток с большим количеством элементов, возможно, что одинаковые напряжения могут быть найдены в двух линиях. Для третьей линии необходимо добавить цепь на сосредоточенных элементах. В этом случае метод Levallen или его модификация более предпочтительны.

Методы вынуждающего тока Levallen и Collin имеют то преимущество, что они не чувствительны к неидеальной симметрии антенной решетки в случае переключения направления излучения, чем другие системы возбуждения. Это можно увидеть в более постоянном отношении вперед/назад для различных направлений в этих системах.

Для метода Levallen необходимо знать только сопротивление элемента с задержкой тока. Я не знаю, есть ли здесь преимущество. Если вы измеряете один элемент, вы также можете измерить все элементы, и, если вы хотите переключать направления, вам придется это сделать. При помощи модифицированного метода Levallen могут быть также разработаны антенные решетки с не квадратурной схемой возбуждения. Levallen опубликовал значения элементов L – цепей для 2-х элементной кардиоидной и 4-х элементной квадратной антенной решетки, которые можно использовать для создания L – цепей без измерений. В этом случае, как и в других, необходимо определить некоторые характеристики для правильного выбора значений элементов (смотри раздел 3.3.7). Метод Levallen не дает хорошего отношения вперед/назад во всей полосе частот 80 метрового диапазона, но вполне реально сделать две переключаемые L – цепи, одну для 3.8, другую для 3.5 МГц.

Конструкция Gernke скорее непрактична для использования радиолюбителями из-за использования большого количества цепей. Тем не менее этот метод приведен, поскольку он помогает понять как могут быть сконструированы системы возбуждения антенных решеток. Установка очень сложна. Итак, система узкополосная. Как правило, система Gernke, сконструированная для 3.8 МГц, имеет очень низкое отношение вперед/назад на частоте 3.5 МГц, хотя усиление существенно не изменяется.

3.3.8. Настойка и измерения вертикальных антенных решеток.

Никакие из решеток, описанные в этой главе не могут быть построены или установлены без каких либо измерений. Наиболее простая антенная решетка использует квадратурную конфигурацию, что делает возможным использование гибридного ответвителя для получения необходимого фазового сдвига. Даже в этом случае элементы решетки необходимо настраивать в резонанс.

3.3.8.1. Измерение резонанса антенны.

Для получения максимальной направленности от антенной решетки очень важно, чтобы собственные сопротивления элементов были одинаковыми. Для измерения этих сопротивлений необходимо мостовое устройство или шумовой мост. Подстройка резонансной частоты может быть выполнена при помощи изменения длины излучателя, в то время, как подстройка собственного сопротивления может быть выполнена изменением количества используемых противовесов.

Если вы начнете укладывать совершенно идентичные и симметричные системы противовесов, вы, вероятно, получите очень похожие значения для активных частей собственных сопротивлений различных элементов.

Если вы не смогли получить равные сопротивления, скорее всего один или несколько элементов антенной решетки связаны с другой антенной или какой либо проводящей структурой. Опустите все другие антенны, которые находятся на расстоянии менее ½λ от решетки, которая должна быть установлена. Не изменяйте длины излучателей, чтобы получить равные значения активных частей сопротивлений элементов. Элементы должны иметь равные физические длины (с точностью до нескольких процентов).

Вы сможете измерить резонансную частоту при помощи простого КСВ метра, встроенного в современные трансиверы. Один за другим, в то время как другие элементы полностью развязаны (в режиме холостого хода в случае ¼λ элементов), элементы подрезаются до достижения минимума КСВ на рабочей частоте. Если подходить точно, то минимальное значение КСВ не соответствует резонансной частоте, но для наших целей приближенного значения достаточно (смотри главу 7, раздел 1.4).

3.3.8.2. Измерение сопротивления антенны.

Большинство решеток, описанных в этой книге, за исключением тех, в которых используется гибридный ответвитель, требуют измерения сопротивлений, чтобы иметь возможность расчета значений элементов, необходимых для построения фазирующих цепей.

Очень важно иметь оборудование для точного измерения сопротивления. Это оборудование необходимо для измерения сопротивлений элементов, а также для измерения реактивностей элементов, которые устанавливаются в фазирующие цепи.

Шумовые мосты.

Коммерчески доступные шумовые мосты почти всегда не дают требуемой степени точности, поскольку даже незначительные изменения в сопротивлении и в реактивности должны быть тщательно учтены. Настоящий мост для измерения сопротивления более подходит, но может быть использован тщательно сконструированный и хорошо откалиброванный шумовой мост. Опубликовано несколько хороших статей, описывающих разработку и создание шумового моста [1607, 1610, 1623, 1620, 1621]. Эти статьи рекомендуются для чтения любому, кто намеривается использовать шумовой мост для разработки антенной решетки и измерительных работ. Модуль программного обеспечения RC/RL TRANSFORMATION, являющийся частью программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE, очень удобен для преобразования значения емкости шумового моста, соединенного параллельно либо с переменным сопротивлением, либо с неизвестным сопротивлением во первых в значение параллельной реактивности, а затем в значение реактивности последовательной LC цепи. Это дает возможность быстрого вычисления реальной и мнимой частей эквивалентного последовательного сопротивления, выраженного в форме “A + jB”.

Анализаторы цепи.

Анализаторы цепи являются, в принципе, идеальным инструментом для измерения сопротивлений. Существует несколько типов систем, как новых, так и бывших в употреблении, включающих в себя анализатор и генератор, которые вы можете использовать, стоимостью от $1000 до $2000. При измерении антенн в диапазонах 80 и 160 метров важно, чтобы вы делали эти измерения в дневное время, так как ночью среднее значение сигналов в этих диапазонах так велико, что этот уровень шума приведет к неправильным показаниям измерителя. С оборудованием хорошего качества можно настроить уровень мощности генератора, для преодоления этой проблемы в определенной степени.

Анализатор антенн AEA CIA-HF.

Анализатор AEA CIA-HF является анализатором цепей с одним входом (с ограниченными возможностями), который измеряет сопротивления (и. конечно, КСВ) методом качающейся частоты, которую вы можете установить между 0.4 и 54 МГц. Прибор портативный и может работать от встроенных батареек. Этот прибор относится к анализаторам с единственным входом, он не может измерять усиление или фазу сигналов, проходящих через устройства, такие, как фильтры. Используя этот прибор для измерения сопротивления антенн, я считаю его совершенно подходящим для всех полос ниже 40 метров, и иногда 80 метров. На 160 метрах сигналы, принятые от радиовещательных станций слишком сильные и портят показания даже в дневное время. Проблема решается при помощи фильтров, которые подавляют сигналы радиовещательных станций без преобразования сопротивлений в измеряемом диапазоне. Действительно сложная проблема. Другое решение проблемы заключается в наличии более мощного выхода, но это может противоречить решениям Федеральной комиссии связи. На Рис.11.17 изображен AEA CIA-HF, показывающий кривую КСВ моей вертикальной антенны на 160 метрах, в действительности КСВ=1 на частоте 1830 кГц, но на приборе показано значение значительно больше из-за постороннего принятого сигнала. Заметим, что эти измерения проводились в середине дня для минимизации сильных сигналов от ионосферных волн. Ближайший средневолновый радиовещательный передатчик находится в 35 км от моего QTH.

Анализатор антенн MFJ-259.

Антенный анализатор MFJ-259B отличается от более раннего MFJ-259. В нем используется микропроцессор и четыре детектора напряжения в мостовой схеме, чтобы непосредственно измерить реактивное, активное сопротивления и КСВ. С таким количеством информации, имеющейся в распоряжении, использование прибора ограничено только вашей фантазией и техническими знаниями.

Одним из возможных применений прибора для создателей антенн является его способность измерить КСВ (или потери на отражение). Он может также измерить активную часть и абсолютное значение реактивной части комплексного сопротивления. Прибор MFJ-259B недостаточно «умен», чтобы определить знак реактивной части без определенной помощи. Вы должны незначительно изменять частоту и тщательно наблюдать за изменением реактивности, чтобы определить ее знак (и тип элементов, необходимых для резонанса системы). Если незначительное увеличение частоты увеличивает реактивность (X) – нагрузка индуктивная и требуется последовательная емкость для настройки в резонанс. Если незначительное увеличение частоты уменьшает реактивность, то нагрузка емкостная и требуется последовательная индуктивность для резонанса. Это общее правило работает для большинства антенн, но не обязательно для всех. Разработчики устройств добавляют «прозрачный фильтр», чтобы справиться с проблемой сильных сигналов, портящих значения низкого уровня отраженной мощности вблизи радиовещательных передатчиков или во время ночных измерений в длинноволновых диапазонах.

Это приспособление включает в себя настраиваемый заграждающий фильтр и селективный полосно-пропускающий фильтр. Оно позволяет использовать MFJ-259B для больших антенн длинноволнового диапазона, даже если они расположены поблизости от радиовещательных передатчиков. Первой, бросающейся в глаза разницей между MFJ-259B и приборами AEA и Alpha Power, является тот факт, что этот прибор не дает непрерывного частотного представления. По существу он является измерительной системой от точки к точке.

Более ранние версии антенных анализаторов, такой как MFJ-259, могут быть также легко адаптированы для обеспечения всех ВЧ измерений при помощи некоторых дополнительных внешних устройств. Gerd Janzen, DF6SJ/VK2BJZ написал очень интересную брошюру (на немецком языке) по этой теме [1626]. Будем надеяться, что она будет переведена на английский, чтобы больше радиолюбителей получили от нее пользу.

Рис.11.17. Фото антенного анализатора AEA CIA-HF, показывающего зависимость КСВ от частоты вертикальной антенны ON4UN на 160 метрах. Заметим, что кривая КСВ не достигает значения равного 1. Это происходит из-за сигналов и шума в этой полосе, которые больше, чем уровень отраженного тестового сигнала.

Рис.11.18. Батарейный анализатор Alpha Power вместе с ноутбуком образуют портативный с высокими качествами испытательный инструмент для измерений параметров цепей и антенн.

Анализатор Alpha/Power.

Анализатор Alpha Power, имеющий два порта (вход/выход), в действительности является особым типом прибора. Это настоящий, полностью законченный анализатор цепей, который позволит вам измерить комплексное сопротивление либо в единственной точке, либо в режиме качания частоты. Он дает возможность вам измерить усиление и фазовый сдвиг. Прибор (рис.11.18) работает от 1 до 30 МГц вместе с компьютером, на котором установлен Windows (3.x, 95 или 98).

Это оборудование очень точное и может даже ночью точно измерить сопротивление больших антенн на 160 метрах. Все это благодаря использованию очень эффективного программного обеспечения, усредняющим и сглаживающим алгоритмам, которые компенсируют влияние принятой из вне мощности, отличающейся от генерируемой прибором мощности. На Рис.11.19 показаны несколько экранов, полученных автором при измерении ¼λ вертикальной антенны на 160 метрах. Заметим, что эти измерения были выполнены автором ночью, когда сигналы в верхней части диапазона очень сильны. Используя частотные маркеры, которые могут перемещаться при помощи мыши, частоты могут быть очень точно определены.

Мост для измерения сопротивления.

Все выше описанное оборудование, за исключением анализатора Alpha Power, имеет одинаковую внутреннюю проблему перегрузки от внешних сигналов при измерении больших антенн в длинноволновом диапазоне, особенно на 160 метрах, где сигналы радиовещательных станций часто приводили к неправильным показаниям до тех пор, пока не применялись удачные алгоритмы компенсации этих явлений. Единственным путем избежать этой проблемы является измерение с большим уровнем мощности, которая в основном возможна при использовании анализаторов цепей профессионального уровня или, в худшем случае, используйте «старый добрый» мост ‘General Radio” (или похожий), возбуждаемого источником сигнала достаточного уровня. Этот метод, конечно, не имеет гибкости частотно сканирующих анализаторов цепей.

3.3.8.3. Отрезание кабельных линий передачи необходимой длины.

Никогда не руководствуйтесь опубликованными значениями коэффициентов укорочения, особенно когда имеете дело с кабелем со вспененным диэлектриком. Существует несколько хороших методов отрезания кабелей длиной ¼λ или ½λ. Профессиональные способы выполнения этого описаны в The ARRL Antenna Book (см. рис.11.20).

В описанном методе при настройке ¼λ шлейфа дальний конец кабеля должен быть открытым. При настройке ½λ шлейфа дальний конец кабеля должен быть закорочен. Случайные длины также могут быть получены этим методом при помощи небольших расчетов. Предположим, что нам нужна линия длиной 72° на частоте 3.65 МГц. Эта линия будет иметь длину 90° на частоте 3.65 90/72 = 4.56 МГц. Теперь может быть отрезан кабель длиной ¼λ на частоте 4.56 МГц при помощи метода, описанного выше.

Использование вашего передатчика, нагрузочного сопротивления и хорошего КСВ моста.

Если вам недоступно испытательное оборудование, описанное выше, вы можете достаточно успешно использовать ваш передатчик, хороший КСВ мост и хорошую нагрузку. Соедините ваш передатчик через хороший КСВ метр (Bird 43 будет хорошим выбором) с нагрузкой 50 Ом. Вставьте тройник на выходе КСВ метра. Смотри рис.11.21.

Если вам необходим четвертьволновый отрезок (или кратный нечетному числу четвертьволновых), закоротите конец кабеля. Убедитесь, что замыкание хорошее, не закорачивайте индуктивностью. Соедините кабель с тройником. Если кабель четвертьволновой длины, то сопротивление кабеля в тройнике будет бесконечным, и значение КСВ не изменится (останется равным 1). Если вы измените частоту передатчика, то увидите, что с обеих сторон линии резонансной частоты КСВ увеличивается достаточно резко. Для точной настройки вы можете использовать высокий уровень мощности (например, 1кВт) и чувствительный измеритель отношения для измерения отраженной мощности. Я считаю этот метод очень надежным и длины кабелей могут быть подобран очень точно.

Использование шумового моста.

Если вы имеете шумовой мост, то существует другой простой метод, в котором вы используете шумовой мост только как источник широкополосного шума, не используя внутренний мост. Вместо этого вы соединяете линию, которую надо отрезать, параллельно выходу шумового моста и отрезаете до тех пор, пока уровень шума в приемнике упадет до нуля. Для окончательной подстройки выключите АРУ приемника (см. рис.11.21В). Перестройка приемника взад и вперед по частоте дает возможность очень точно определить частоту максимального подавления. В этом методе четвертьволновая линия должна быть разомкнута, а полуволновая коротко замкнута.

Использование индикатора резонанса.

Использование индикатора резонанса это не очень хороший способ подбора точных длин кабеля. Измерительная петля обычно является причиной ошибки в 2°-3° при резонансе четвертьволновой длины кабеля. Этот метод необходимо избегать любыми способами.

Использование одного из популярных антенных анализаторов.

Могут быть использованы все типы популярных антенных анализаторов. Метод заключается в присоединении 50 Ом нагрузки к анализатору при помощи тройника. Линия передачи или шлейф соединяется параллельно с точной 50 Ом нагрузкой. Затем антенный анализатор настраивается на частоту минимального значения КСВ. Для открытого конца кабеля эта частота соответствует длине кабеля ½λ или кратна ей. Для закороченного шлейфа эта частота соответствует длине ¼λ или кратна нечетному числу этой длины. Анализатор AEA CIA-HF имеет характерную особенность, поскольку он вычисляет частоту минимального значения КСВ и выводит ее на экран (см. Рис.11.22.).

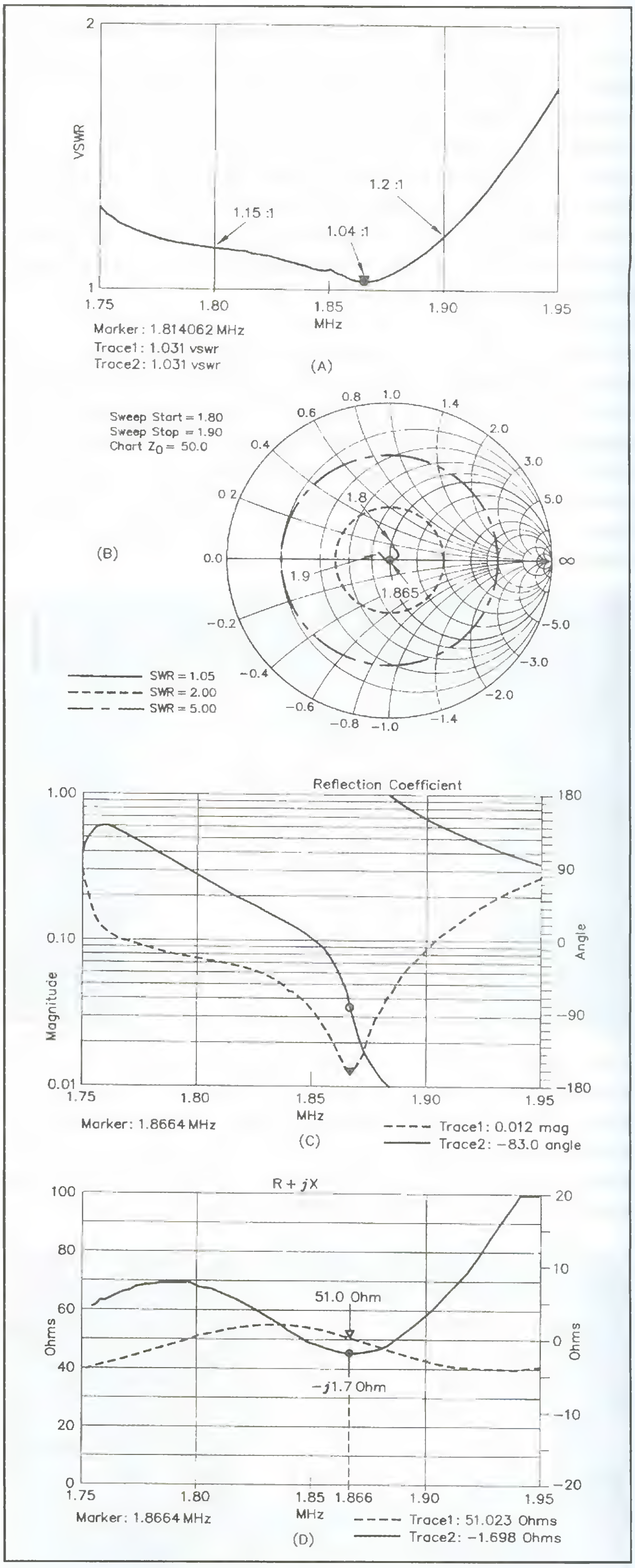


Рис.11.19. Набор экранов компьютера выполненных измерений вертикальной антенны на 160 метрах при помощи анализатора Alpha Power. На А – классическая кривая КСВ, которая достигает значения 1, хотя эти измерения были выполнены ночью, показывающая превосходную режекцию сигналов, принятых из вне. На В – диаграмма Смита, на С – коэффициент отражения (амплитуда и фаза) и на D – значения R и X сопротивления. Значения показаны для частотного диапазона от 1.75 МГц до 1.95 МГц. Графики получены анализатором Alpha Power.

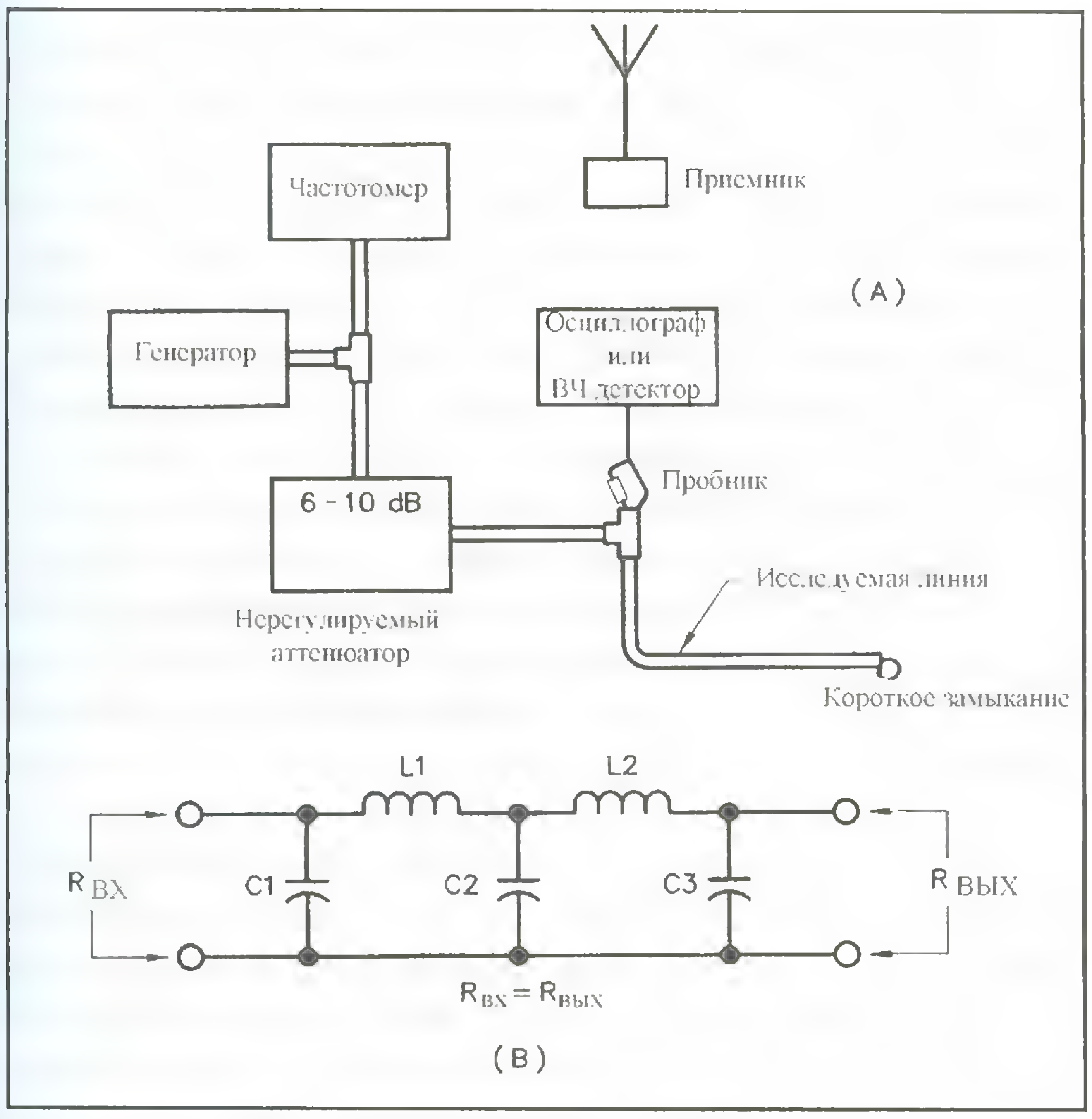


Рис.11.20. На А – схема измерения электрической длины линий передачи. Вместо частотомера может быть использован приемник для определения частоты сигнал генератора. Выход сигнал генератора должен быть свободен от гармоник; несимметричный фильтр гармоник В может быть использован дополнительно, если есть сомнения. Он должен быть сконструирован для рабочей полосы частот. Установите фильтр между сигнал генератором и постоянным аттенюатором. С1, С3 – значение, имеющее емкостную реактивность = R_{in}. С2 - значение, имеющее емкостную реактивность = ½ R_{in}. L1, L2 - значение, имеющее индуктивную реактивность = R_{in}.

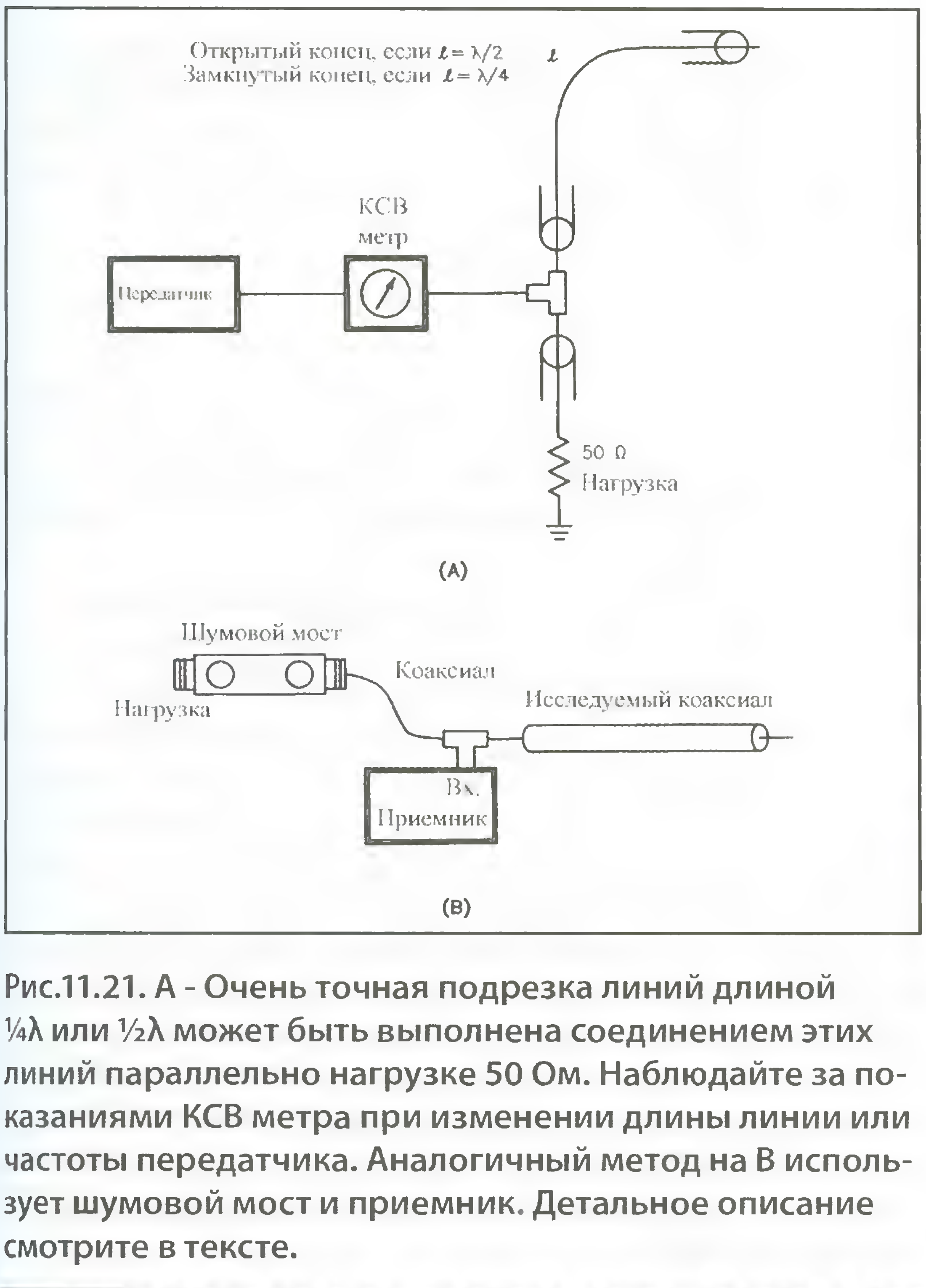


Рис.11.21. А - Очень точная подрезка линий длиной ¼λ или ½λ может быть выполнена соединением этих линий параллельно нагрузке 50 Ом. Наблюдайте за показаниями КСВ метра при изменении длины линии или частоты передатчика. Аналогичный метод на В использует шумовой мост и приемник. Детальное описание смотрите в тексте.

Используя анализатор AEA CIA-HF, возможно очень точно определить частоту минимума КСВ (которая равна частоте, где шлейф становится «резонансным»). При измерении шлейфа, который был отрезан для частоты 3.5 МГц при помощи анализатора цепей R&S, средняя величина измерений дала значение 3.492 МГц для резонансной частоты шлейфа, что находится в пределах 0.2% и это очень хорошо.

Новый антенный анализатор MFJ-259B тоже может быть использован, хотя у меня лично не было возможности проверить точность этого прибора. Он непосредственно показывает электрическую длину линии передачи в футах, но не в градусах, что очень печально. Для любителей дальней связи имеет особое значение функции, описывающие R и X и электрические длины. Я надеюсь, что они будут добавлены в будущее программное обеспечение.

Использование анализатора Alpha/Power.

Это оборудование (смотри также раздел 3.3.8.2), являющееся действительно анализатором цепей, идеально подходит для отрезания кабелей. При его использовании тем же методом, который описан выше (шлейф, соединенный параллельно с нагрузкой 50 Ом), были получены результаты, идентичные результатам анализатора AEA CIA-HF (см. рис.11.23). Существуют также и другие методы, которые могут быть использованы с большей точностью и делают возможным отрезание шлейфов с обычной точностью 1 кГц! При использовании прямоугольного изображения (R + jX) реактивность переходит через нуль на частоте 3.495 кГц. При использовании изображения Z, ∠Θ (амплитуды и фазы сопротивления) указывается частота шлейфа 3.497 кГц. Этот результат отличается на 0.1% от значения, измеренного анализатором цепи R&S, что несомненно замечательно!

3.3.8.4. Измерения цепей.

Цепи Lewallen.

LC цепи Lewallen требуют небольшой проверки. Проверка на стенде невозможна, поскольку цепь должна быть нагружена на антенну для правильного выполнения фазировки.

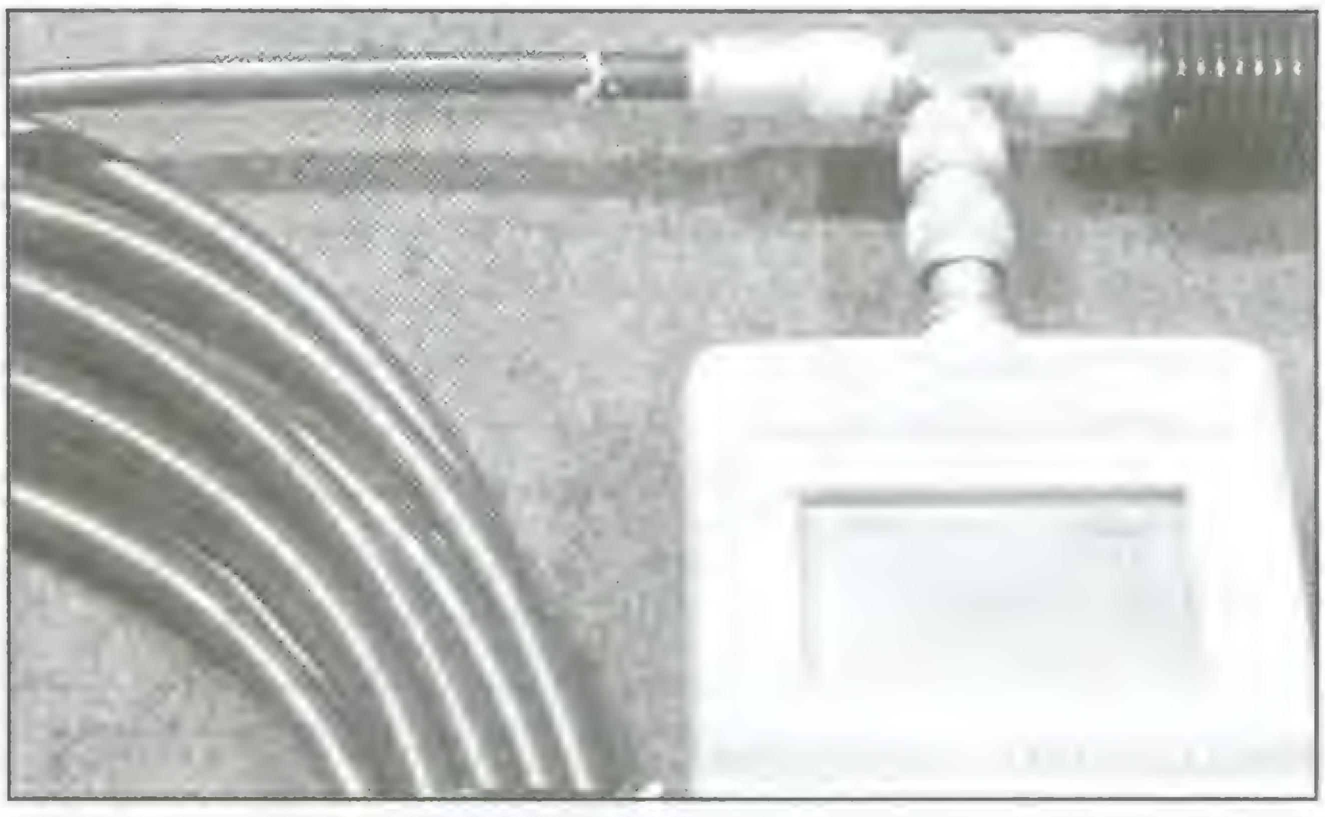


Рис.11.22. Прибор AEA CIA-HF, показывающий кривую КСВ и частоту шлейфа (частоту минимума КСВ). Предварительно шлейф был отрезан при помощи анализатора цепей R&S для частоты 3.5 МГц. Под графиком можно прочитать текст: «Минимум КСВ на частоте 3.5 МГц».

Цепи Collins.

Гибридный ответвитель Collins может быть проверен на стенде. Все порты ответвителя должны быть нагружены на его системное сопротивление (обычно 50 Ом) и векторный вольтметр или подходящий осциллограф может быть использован для измерения выходного сигнала на двух портах (амплитуды и фазы). Нет необходимости делать эту проверку, если значения элементов ответвителя были точно измерены.

Цепи Gehrke.

Конструирование возбуждающей системы Gehrke требует небольших расчетов цепей. Также потребуется измерение и настройка цепей. Чтобы это выполнить необходимо взять эквиваленты антенны, которые имеют те же самые сопротивления, как и элементы антенной решетки (такие, как 21 –j20 Ом и 51 +j20 Ом в случае 2-х элементной антенной решетки последовательного возбуждения с кардиоидной диаграммой). Модель состоит из последовательно соединенных сопротивления 21 Ом и конденсатора 2122 пФ (на частоте 3.75 МГц); вторая состоит из последовательно соединенных сопротивления 51 Ом и индуктивности 0.85 мкГн.

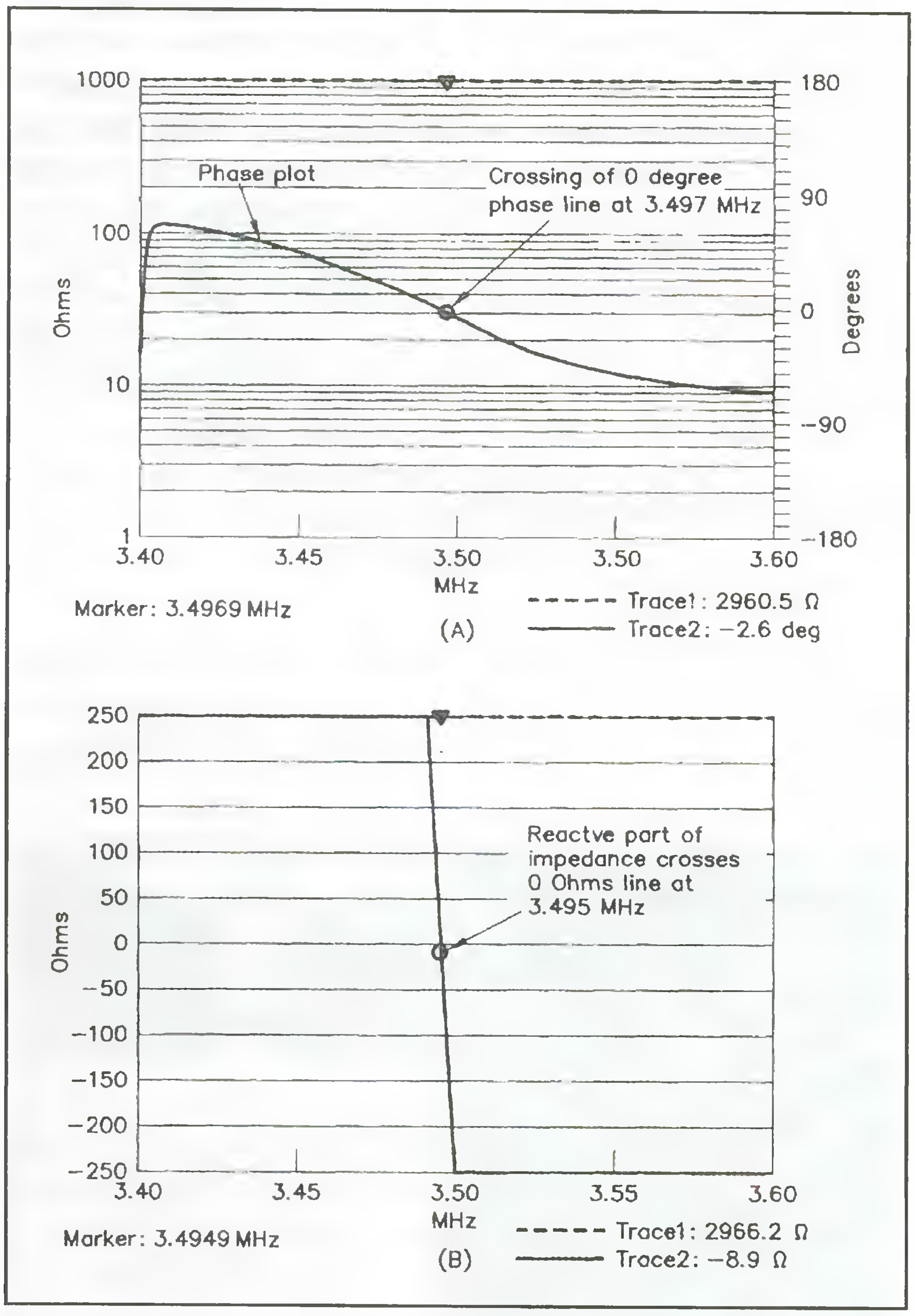


Рис.11.23. На А – изображение Z, ∠Θ , показывающее Z ≥ 1000 Ом, и фазовый угол (Θ), пересекающий ноль точно на частоте 3497 кГц. На В – изображение R и jX, при R ≥ 250 Ом и X, пересекающий ноль на частоте 3495 кГц. Графики достаточно крутые и частота может быть легко определена с точностью 1 кГц. Эти изображения получены при помощи анализатора Alpha Power.

Индуктивность может быть точно измерена при помощи индикации резонанса цепи, состоящей из катушки и конденсатора стандартного значения. Аналогично можно измерить бескаркасные или тороидальные катушки при помощи моста для измерения сопротивлений. Не измеряйте тороидальные катушки при помощи цифрового измерителя L-C. Эти измерители часто работают на фиксированной частоте (обычно на 1 МГц), а точное значение индуктивности тороидальных катушек часто зависит от частоты (с ферритовым сердечником всегда). Отдельные составляющие системы возбуждения могут быть проверены в лаборатории. Напряжения могут быть измерены при помощи осциллографа высокого качества. При использовании двухлучевого осциллографа может быть также измерена разность фаз между двумя точками.

Удобные измерители амплитуды и фазы тока описаны Gehrke [927 и The ARRL Antenna Book]. При измерении сопротивлений сделанных частей всей схемы возбуждения удостоверьтесь, что вы точно знаете, что вы измеряете. Все сопротивления, упомянутые при конструировании, были сопротивлениями, определенными со стороны генератора. Если цепь будет измерена в обратном направлении (нагрузив вход цепи сопротивлением, чтобы измерить выходное сопротивление), вы измерите сопряженное значение. (сопряженное значение имеет противоположный знак реактивности; сопряженное значению A + jB равно A – jB). Все процессы настройки и измерения подробно рассмотрены Gehrke в [927}. Кабель правильной длины легко отрезать, используя методы, описанные в главе 6 (линия передачи и антенна), раздел 4.1.

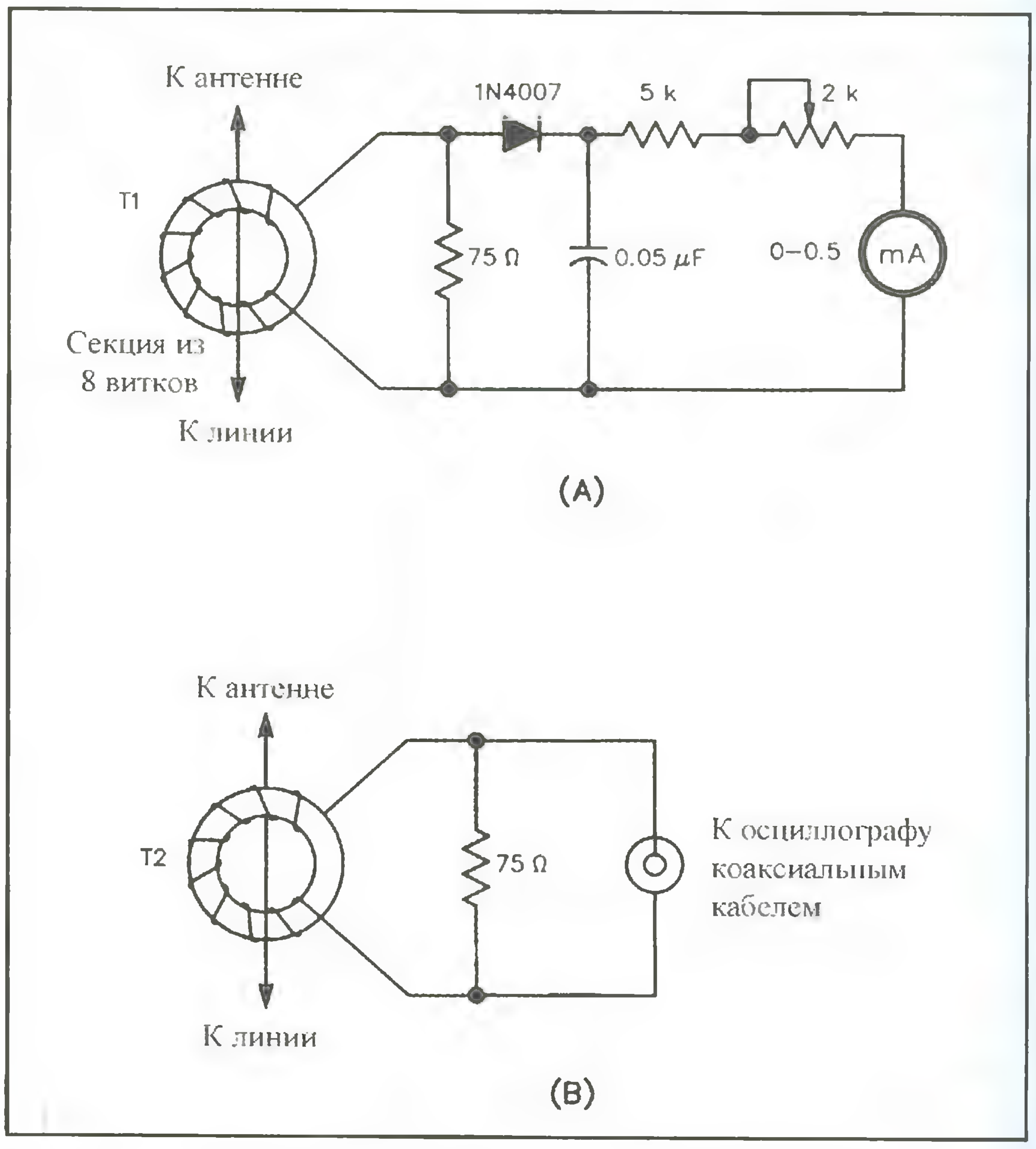


Рис.11.24. Датчик амплитуды тока (А) и фазы тока (В) для измерения точного значения тока в каждом элементе антенной решетки. Детальное описание смотри в тексте. T1, T2 – Первичная обмотка, это единственный провод, проходящий через центр сердечника; вторичная, 8 витков равномерно расположенных на сердечнике. Сердечник ферритовый диаметром ½ дюйма, μ = 125 (Amidon FT-5061).

3.3.8.5. Измерение амплитуды и фазы тока возбуждения антенны.

Для оценки правильности работы антенны существенно иметь возможность измерения тока возбуждения антенны. ВЧ амперметр хорошего качества должен быть использован для измерения амплитуды токов в элементах, а двухлучевой осциллограф для измерения разности фаз. Два входа осциллографа должны возбуждаться кабелями одинаковой длины. На рис.11.24 показаны схемы ВЧ измерителей тока для амплитудных и фазовых измерений. Детальное описание этих устройств может быть найдено в [927]. D.M.Malozzi, N1DM, указал, что очень важно, чтобы вторичная обмотка тороидального трансформатора была нагружена на сопротивление, поскольку иначе напряжение на вторичной обмотке может достичь очень большого значения и разрушить элементы а также вход осциллографа, если измеритель используется с осциллографом. Он также отметил, что лучше соединить два одинаковых сопротивления на каждом конце коаксиального кабеля, соединяющего измеритель с осциллографом. Оба сопротивления должны быть равны волновому сопротивлению кабеля. Убедитесь, что сопротивления безиндукционные, и достаточного уровня мощности. Нет необходимости проводить измерения при высоком уровне мощности (не целесообразно с точки зрения безопасности).

3.3.8.6. Квадратурно возбуждаемые антенные решетки.

Если вы конструируете антенную решетку с квадратурно возбуждаемыми элементами, то можно проконтролировать амплитуды токов в элементах и фазовые отношения, используя простое испытательное оборудование, описанное ниже. Вспомним, что ток возбуждения антенны (амплитуде и фаза) идеально отображается в напряжение на конце ¼λ линий передачи. Амплитуда входного тока ¼λ линии передачи равна выходному сопротивлению, поделенному на волновое сопротивление линии, и она не зависит от сопротивления нагрузки. К тому же, входной ток запаздывает от выходного напряжения на 90° и это также вне зависимости от сопротивления нагрузки. Это означает, что мы можем измерять напряжение на конце линий передачи, чтобы узнать все о токе на входе элементов. Конечно, мы также можем использовать векторный вольтметр или подходящий осциллограф, но мы также можем создать простое испытательное оборудование, для этого.

Аналоговый фазометр.

Основным компонентом этой тестовой цепи является широкополосный несимметричный трансформатор со средней точкой. Если трансформатор возбуждается так, как показано на рис.11.25, то вторичные обмотки (C и D) будут в противофазе. Чтобы проверить это, вы должны продетектировать ВЧ и измерить сумму двух напряжений. Если вы соедините точки A и B с концами четвертьволновых линий передачи (возбуждающих элементы с разностью фаз токов 90°), то напряжения на C и D должны быть в противофазе, если напряжения на A и B имеют разность фаз 90°. Трансформатор должен быть намотан на ферритовом сердечнике, таком, как Indiana General BBR-7731 (используемы также для возбуждения антенны Бевериджа, см. главу 7, Специальные приемные антенны). Обмотки состоят из четырех витков тройного медного эмалированного провода диаметром от 0.4 до 0.8 мм. Убедитесь в правильной фазировке, как показано на Рис.11.25.

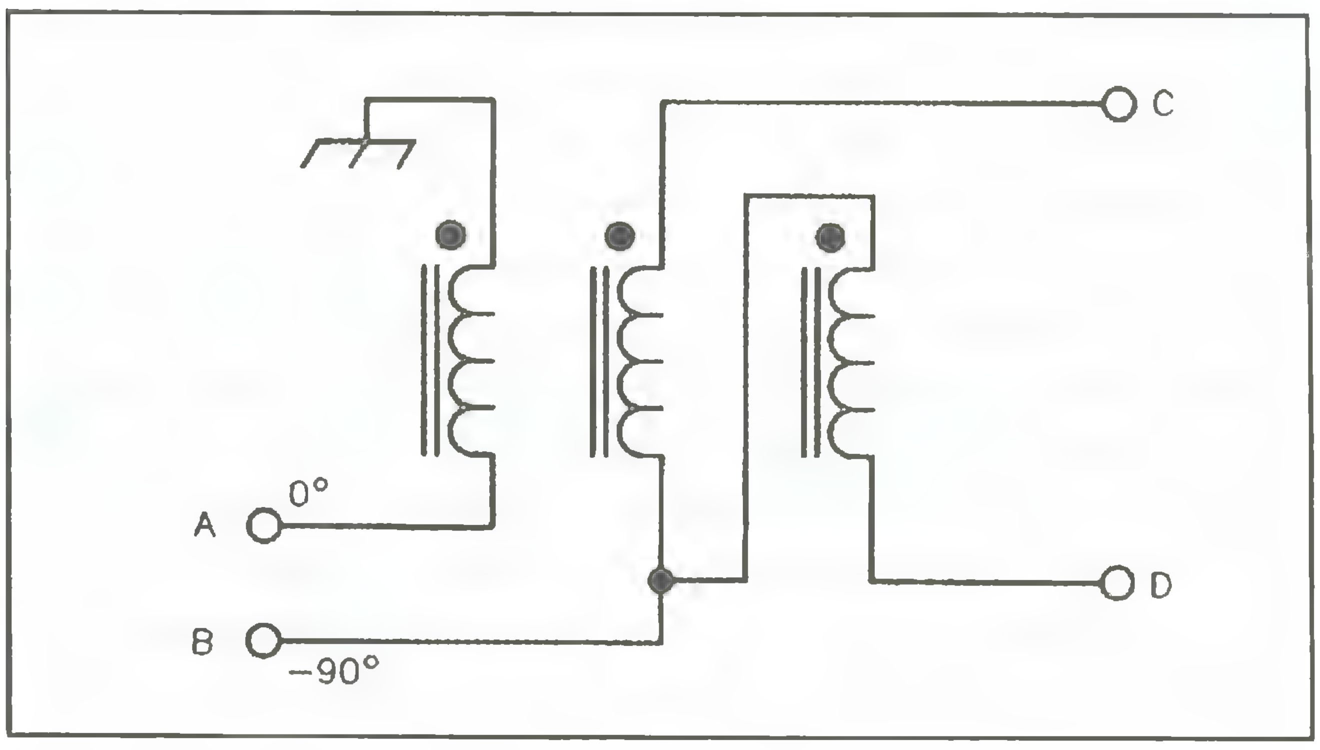


Рис.11.25. Этот квадратурный трансформатор имеет обмотку из тройного провода. Обратите внимание на фазирующие точки; обмотки должны быть правильно фазированы. Если напряжение на A и B имеют разность фаз 90°, то напряжения на C и D должны иметь разность фаз 180°.

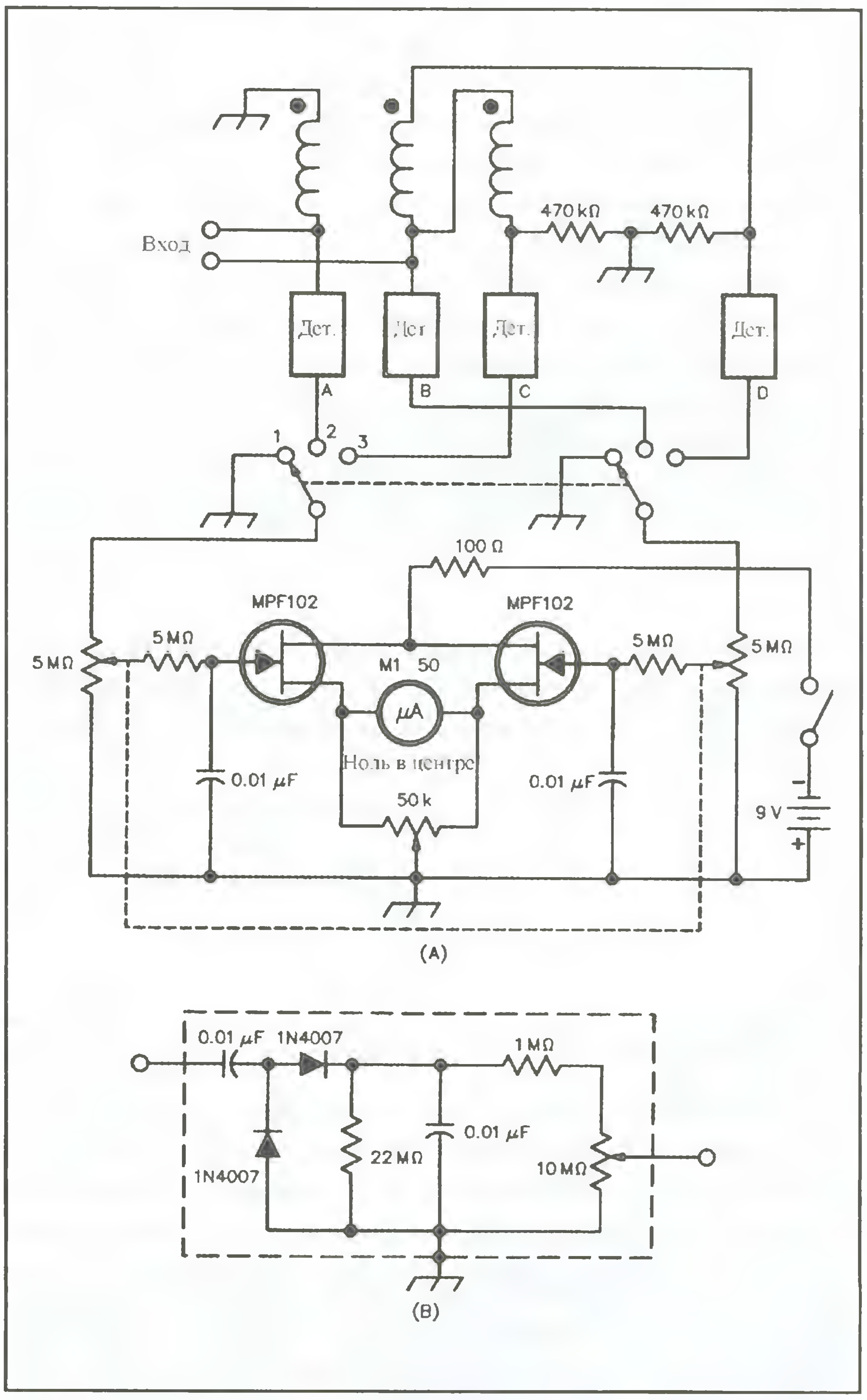


Рис.11.26. Простой квадратурный тестер, состоящий из трансформатора, четырех детекторов, нескольких переключателей и дифференциального вольтметра. Схема детектора показана на B. Заметьте, что два потенциометра по 5 МОм в тестере спарены. Это регулировка чувствительности.

На рис.11.26 показана схема этого устройства. Его необходимо поместить в небольшую хорошо экранированную коробку. Схема содержит четыре выпрямителя удвоителя напряжения с отдельными потенциометрами для настройки чувствительности. Измерительная цепь состоит из дифференциального вольтметра прямого измерения на полевых транзисторах, снабженного батарейкой 9 В. Спаренные потенциометры во входных цепях полевых транзисторов могут быть использованы для подстройки общей чувствительности схемы. Трехпозиционный входной переключатель имеет положение балансировки (позиция 1) для настройки балансировочного потенциометра 50 кОм. При переключении в позицию 2 схема измеряет разность между амплитудами напряжений на двух входах. При одинаковых напряжениях показания измерителя будут равны нулю.

При переключении в позицию 3 схема измеряет разность фаз 90° между двумя входами. Для того, чтобы ненулевой фазовый сдвиг вызывал более заметные показания прибора, измеритель должен быть откалиброван при помощи схемы, показанной на Рис.11.27. Фазовый калибратор содержит четвертьволновую линию задержки 50 Ом. На частоте, где задержка линии равна точно ¼λ, напряжения на А и В должны быть равны по амплитуде, но отличаться по фазе на 90°. Измеритель должен быть откалиброван изменением частоты передатчика на 5% ниже рабочей частоты и фиксированием показаний измерителя, затем частота изменяется на 5% выше рабочей и убеждаются, что показания остаются теми же самыми. Тестовая схема может быть проверена на симметрию при помощи инвертирования входов. Измеритель должен показывать одинаковые значения в любом случае. Заметим, что при реальном тестировании антенной решетки устройство должно быть установлено на концах четвертьволновых линий передачи, идущих к элементам (где происходит переключение направления).

Это устройство является очень удобным инструментом для выполнения настройки возбуждающей системы типа Levallen. Для удобства измеритель может быть установлен в радиорубке.

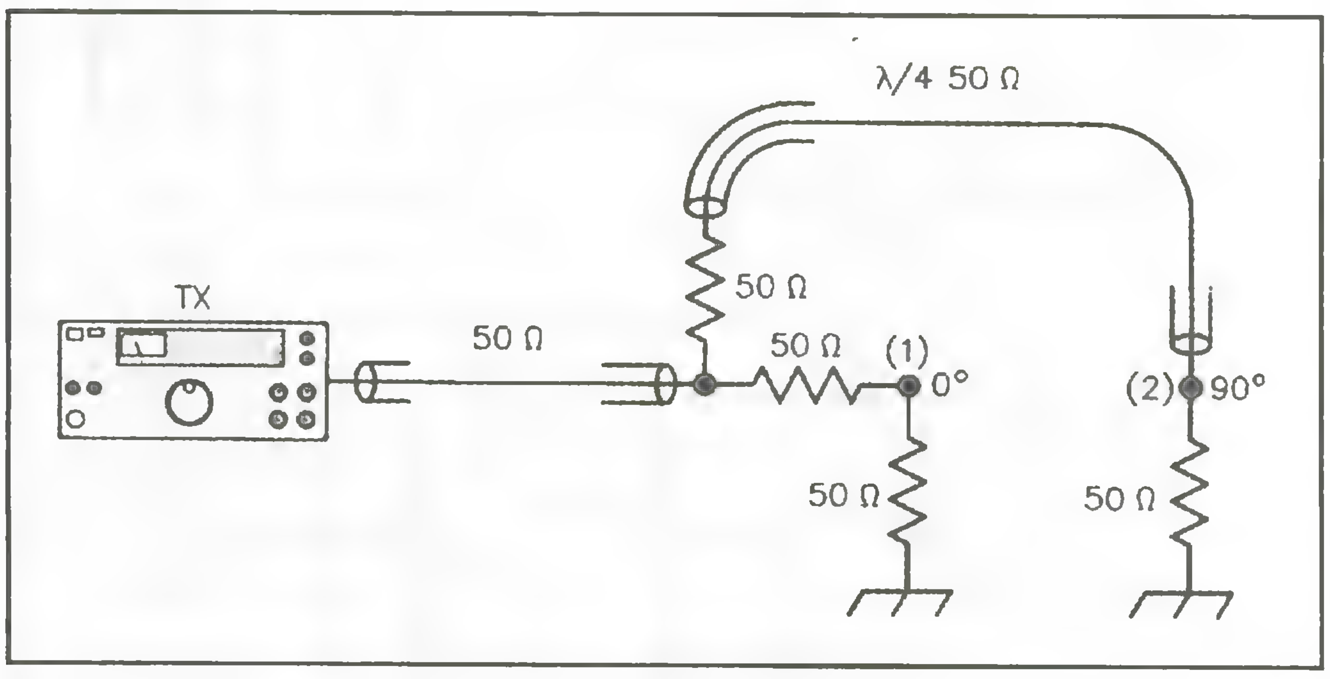


Рис.11.27. В этой системе калибровки фазы для квадратурного тестера ВЧ напряжение от передатчика делится пополам на двух последовательных сопротивлениях по 50 Ом (чтобы получить КСВ = 1), подается непосредственно на сопротивление 50 Ом, а также через линию 50 Ом (RG-58) длиной 90° на второе сопротивление 50 Ом. Для частоты 3.65 МГц кабель имеет длину 13.56 м. Длина кабеля может быть подобрана при помощи метода, описанного в главе 6 по линиям передачи и согласованию.

Если вы делаете возбуждающую систему типа Collin, вы можете при помощи этого устройства проверить характеристики гибридного ответвителя, нагружая все три порта ответвителя сопротивлениями, равными сопротивлению ответвителя, а затем соединив порты, имеющие разность фаз 90° со входами устройства. Если ответвитель работает правильно, то показания измерителя должны быть равны нулю.

Гибридный ответвитель/цепь контроля.

R. Lahlum, W1MK, описал гибридный ответвитель [968] (идентичный ответвителю, используемому в возбуждающей системе Collin) для проверки точных 90° фазовых соотношений в квадратурно возбуждаемой антенной решетки (см. Рис.11.28). Если использовать сопротивления высокого уровня мощности (необходимы 15 Вт безындукционные сопротивления 7.5 кОм!), то гибридный ответвитель может быть оставлен постоянно соединенным с системой возбуждения. Напряжение ВЧ детектора на выходном порту ответвителя может быть подано в радиорубку при помощи длинного экранированного кабеля.

Оба элемента (С и L) L – цепи возбуждающей системы Levallen могут непрерывно меняться при помощи несложного приема. Если в цепи требуется, например, катушка с реактивным сопротивлением 50 Ом, то берется катушка с двойной реактивностью (100 Ом или 4.2 мкГн на частоте 3.8 МГц) и соединяется последовательно с переменным конденсатором, имеющим реактивность (максимальную) -50 Ом или меньше. Если вы используете -25 Ом (1675 пФ на частоте 3.8 МГц), последовательное соединение двух элементов позволит достичь непрерывно изменяемой реактивности (на частоте 3.8 МГц) от 25 Ом (или меньше) до 75 Ом. Поясняющую схему смотрите на Рис.11.29. Если вы моторизируете оба конденсатора и используете выше описанную схему контроля, то вы сможете теперь удаленно настраивать L – цепь в полосе частот для получения хороших характеристик.

Использование интегральной микросхемы для создания детектора.

Bob Whelan, G3PJT, использовал микросхему двойного симметричного смесителя SBL-1 в качестве фазового детектора/измерителя. Для методов «вынужденного тока» Levallen и Collin напряжения на концах четвертьволновых линий в фазе с током в элементах. Следовательно, всегда, когда необходимо, надо измерить напряжения в устройстве переключения диаграмм направленности при помощи фазового детектора и ВЧ вольтметра. На Рис.11.30 показана схема фазометра на SBL-1. Выход схемы будет равен нулю, если разность фаз равна 90°. G3PJT использовал фазометр на двойном симметричном смесителе для настройки LC элементов цепи Levallen при нулевом выходе. Затем он использовал ВЧ детектор и удаленный источник сзади антенной решетки (см. раздел 3.3.3.3.) и аккуратно настраивал значения L и С цепи рядом с установленным сдвигом 90°, для получения хорошего отношения вперед/назад. Bob обращает внимание, что почти никогда невозможно настроить L – С цепь на хорошее отношение вперед/назад без предварительной установки теоретического значения 90°при помощи схемы двойного симметричного смесителя.

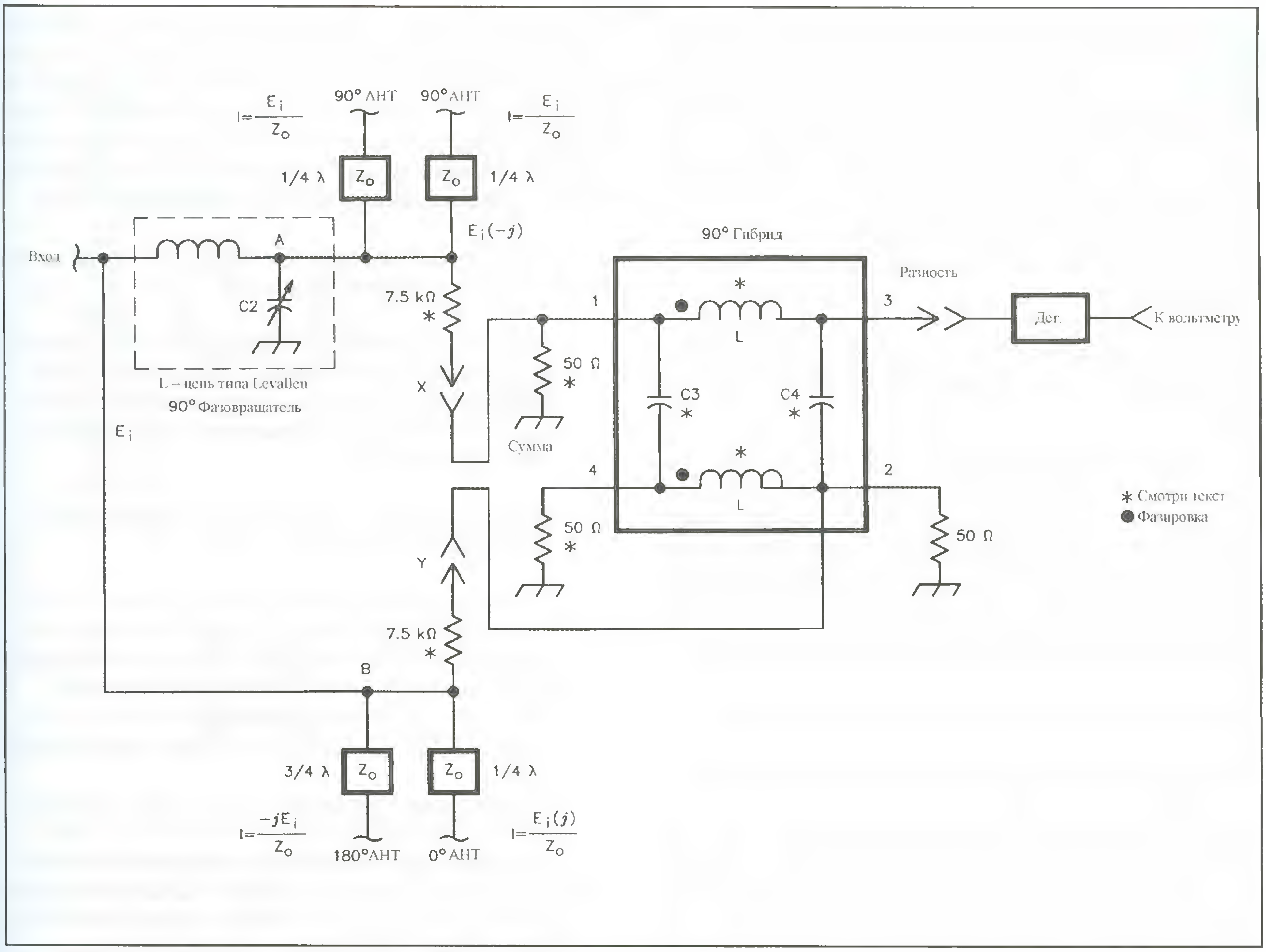

I=Ei/Zo
90° АНТ
90° АНТ
I=Ei/Zo
1/4 λ
Zo
Zo
1/4 λ
Ei(−j)
Вход
A
C2
L – цепь типа Levallen
90° Фазовращатель
Ei
7.5 kΩ
*
X
50 Ω
*
Сумма
90° Гибрид
Разность
1
3
L
C3
C4
4
2
Дет.
К вольтметру
50 Ω
Y
7.5 kΩ
B
3/4 λ
Zo
Zo
1/4 λ
I=−jEi/Zo
180°АНТ
0° АНТ
I=Ei(j)/Zo
* Смотри текст
● Фазировка

Рис.11.28. Набор схем W1MK для фазовых измерений для квадратурно возбуждаемых антенных решеток. Применяется гибридный ответвитель, аналогичный используемому в схеме возбуждения антенных решеток Collin. Устройство может быть постоянно подключено к схеме, если сопротивления делителей напряжения имеют необходимую мощность. Детальное описание смотри в тексте.

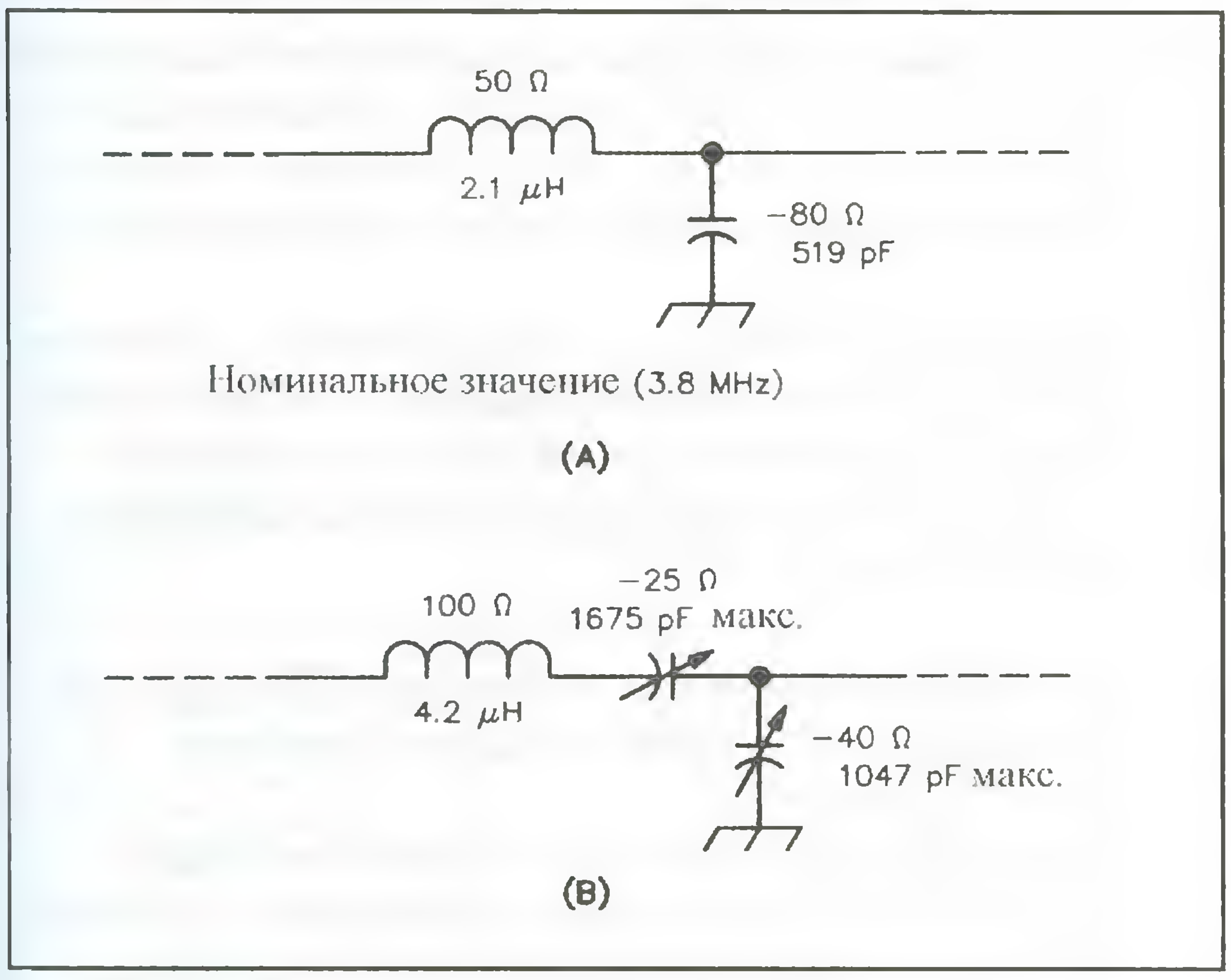

50 Ω
2.1 μH
−80 Ω
519 pF
Номинальное значение (3.8 MHz)
(A)
100 Ω
4.2 μH
−25 Ω
1675 pF макс.
−40 Ω
1047 pF макс.
(B)

Рис.11.29. Для того, чтобы сделать L – цепь Levallen непрерывно подстраиваемой, замените катушку другой катушкой с удвоенной реактивностью и соедините последовательно с конденсатором. В результате получите непрерывно регулируемую реактивность. При показанных значениях номинальное значение +50 Ом подстраивается от +75 до +25 Ом (и меньше). Два конденсатора могут вращаться мотором, чтобы сделать фазовращающую цепь удаленно управляемой.

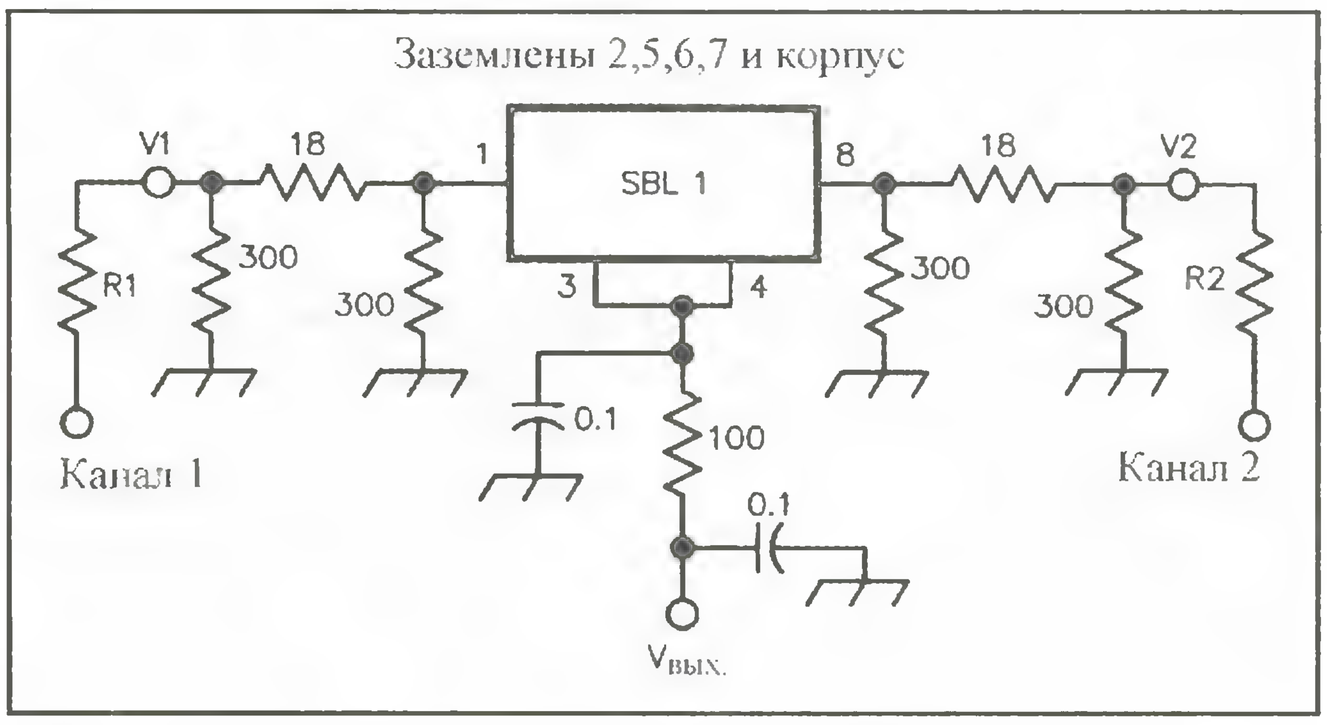

Заземлены 2,5,6,7 и корпус
V1
18
1
SBL 1
8
18
V2
R1
300
300
3
4
300
300
R2
0.1
100
0.1
Канал 1
Канал 2
Vвых.

Рис.11.30. Схема фазового детектора основанная на микросхеме SBL-1 двойного симметричного смесителя. Значения входных последовательных сопротивлений должны быть адаптированы к уровню входной мощности. Для правильной работы схемы требуется входное сопротивление 50 Ом на зажимах V1 и V2 и среднеквадратичный уровень напряжения 0.3 В. Сопротивления, обозначенные R1 и R2 для уровня мощности 100 Вт должны быть равны 10 кОм (0.5 Вт), а для мощности 1.5 кВт они должны быть равны 47 кОм (2 Вт).

Можно смонтировать фазометр, основанный на SBL-1, в коммутирующей коробке, также как и фазометр W1MK, снабдив его последовательным сопротивлением 2 кОм (рис.11.30), которое необходимо заменить на безындукционное сопротивление 7.5 кОм, 15 Вт, если допускать проверку 1.5 кВт трансмиттера. Выход SBL-1 может питаться при помощи экранированного кабеля из радиорубки, где должна быть предусмотрена постоянная индикация при помощи миллиамперметра 0.5 мА с нулевой отметкой в середине шкалы.

Если используется L – цепь Levallen, то КСВ метр и, конечно, фазометр будут прекрасными индикаторами неисправности.

Если используется гибридный ответвитель Collin, можно использовать небольшое реле и возбуждать либо выход цепи SBL-1, либо выход ВЧ детектора на нагрузочное сопротивление ответвителя в радиорубке, чтобы контролировать как фазу, так и рассеянную мощность (смотри также Рис.11.89). При использовании гибридного ответвителя КСВ не является показателем неисправности, вы должны проверять рассеянную мощность и/или фазу.

3.3.8.7. Измерение влияния взаимной связи.

Слишком маленькая связь там, где вы хотите.

Если вы устанавливаете антенную решетку, вам необходимо рассчитать взаимное сопротивление из измерений собственного сопротивления и связанного сопротивления (см. раздел 3.2). Обычная последовательность заключается в первоначальном измерении собственного сопротивления, а затем единовременно связывать элемент и измерять связанное сопротивление.

Если вы измеряете небольшую разницу между собственным и связанным сопротивлением, или ее вовсе нет, тогда посмотрите на значение собственного сопротивления. Возможно, что активная часть сопротивления много больше, чем должна быть.

Пример: если вы используете инвертированные L элементы, которые являются вертикальной антенной $^1/_2$-λ, то вы должны предполагать собственное сопротивление приблизительно равным 17 Ом над идеальной землей. Если вы измеряете 50 Ом, это означает, что вы имеете эквивалентное сопротивление потерь 33 Ом! С таким большим сопротивлением потерь вы увидите, даже при очень сильной связи в случае расположения элементов антенной решетки на расстоянии $^1/_2$ -λ друг от друга, только очень небольшую разницу между собственным и связанным сопротивлениями. Такая решетка будет иметь вышеупомянутую направленность, но ее усиление будет значительно ниже. В вышеприведенном примере усиление упадет на 4 – 5 дБ по сравнению с усилением при очень хорошей заземляющей системе. Итак, если вы не видите влияния взаимной связи там, где она должна быть, то следует предположить, что вы имеете большие потери.

Нежелательная взаимная связь.

Существуют случаи, где вы не хотите иметь влияние взаимной связи. Но она есть и вы хотите управлять ею. Если вы случайно имеете мачты (или другие металлические структуры или антенны) на расстоянии менее ¼λ от элементов антенной решетки, то, возможно, что вы наводите большие токи в этой мачте при помощи взаимной связи. Мачта играет роль паразитного элемента, который может нарушить диаграмму направленности, а также изменить входное сопротивление элементов антенной решетки.

Для исключения нежелательного влияния необходимо действовать следующим образом:

- Развязать все элементы антенной решетки за исключением элемента, ближайшего к предполагаемой паразитной мачте. Для четвертьволновых элементов развязка означает отрыв элементов от земли (смотри раздел 3.2.2.).

- Измерьте входное сопротивление исследуемого вертикального элемента.

- Если предполагаемая мачта сильно связана с элементом антенной решетки, по ней будет протекать существенный ток. Измерьте ток одним из методов, описанных D.DeMaw, W1FB, (Antenna Notebook, ARRL, 1987, p.121) и показанных на Рис.11.31. Если ток существенный, вам необходимо «расстроить» мачту.

- Присоедините к верхушке подозрительной мачты шунтирующий провод (см. рис.9.84) и соедините нижний конец с землей через переменный конденсатор 1000 пФ (регулируемый в широких пределах). До замыкания цепи, пропустите вертикальный провод через сердечник измерителя тока (см. Рис.11.24.).

- Подавая мощность к единственному вертикальному элементу антенной решетки, настройте переменный конденсатор на минимум тока в «паразитной» мачте. Вы можете выбрать другое место соединения вертикального провода к мачте, чтобы получить ток, равный нулю или очень небольшого значения. Заметьте положение настроенного конденсатора.

- Снова измерьте входное сопротивление вертикального элемента антенной решетки. Если вы правильно расстроили паразитную мачту, вы, вероятно, увидите увеличение сопротивления и сдвиг резонансной частоты.

- Снова подключите всю антенную решетку и возбудите ее в направлении «паразитной» мачты.

- Проверьте ток в этой мачте и, если необходимо, окончательно подстройте до минимума тока в мачте. Теперь вы можете использовать высокий уровень мощности, чтобы иметь возможность очень точной настройки мачты. Однако, обычно настройка совершенно проста.

- Замените переменный конденсатор фиксированным того же самого значения.

Теперь вы сделали раздражающую мачту невидимой для вашей антенной решетки.

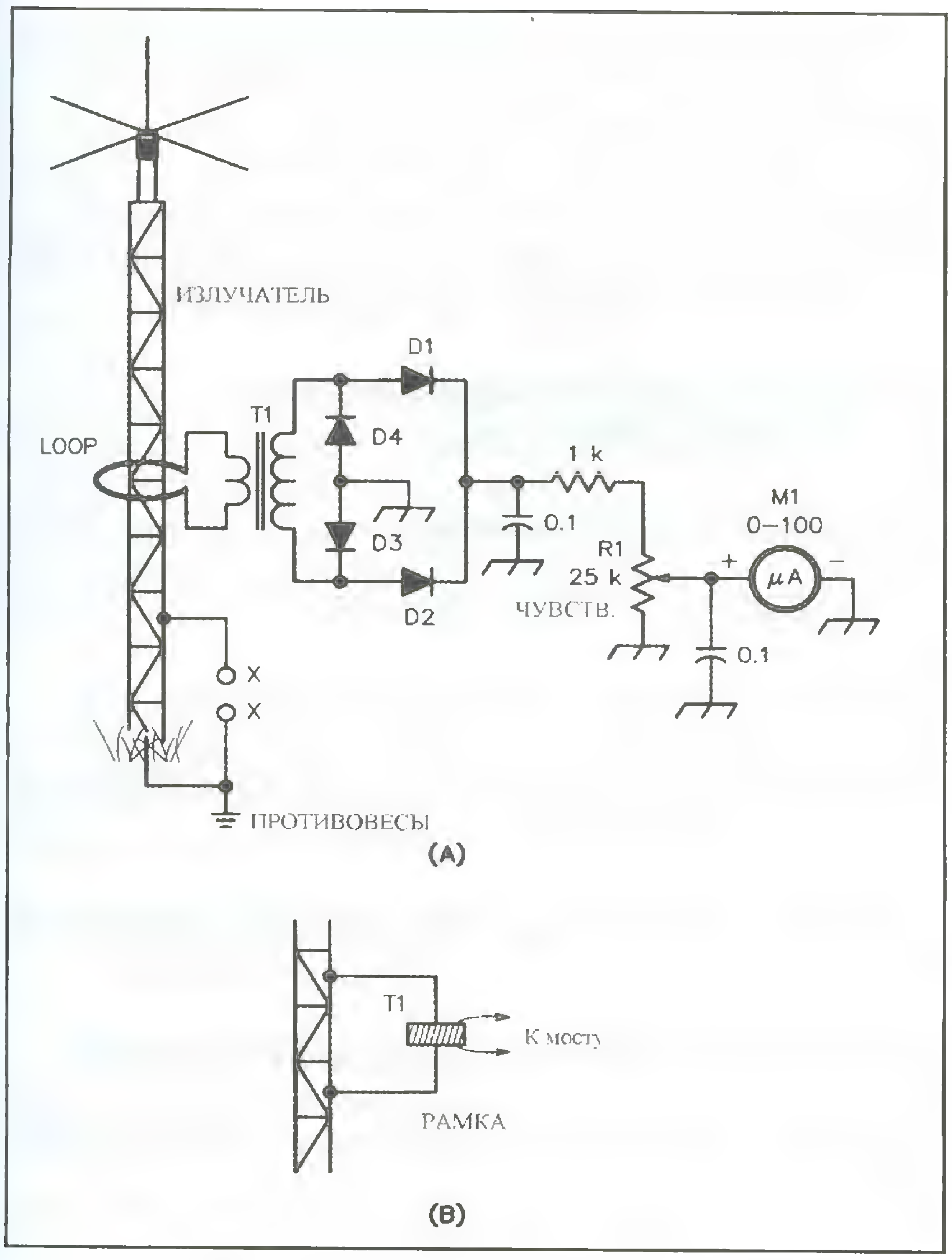


Рис.11.31. Метод взятия проб тока для использования в вертикальных антенных решетках, описанный DeMaw, W1FB. В методе A требуется единственный виток вокруг мачты. Виток связан с широкополосным трансформатором T1. Ферритовый тороидальный сердечник с высоким значением μ, аналогичный используемому в приемной антенне Бевериджа (смотри главу 7 по специальным приемным антеннам), может быть использован с 2 витками первичной и от 2 до 10 вторичной обмотки в зависимости от уровня мощности, используемой при тестировании.

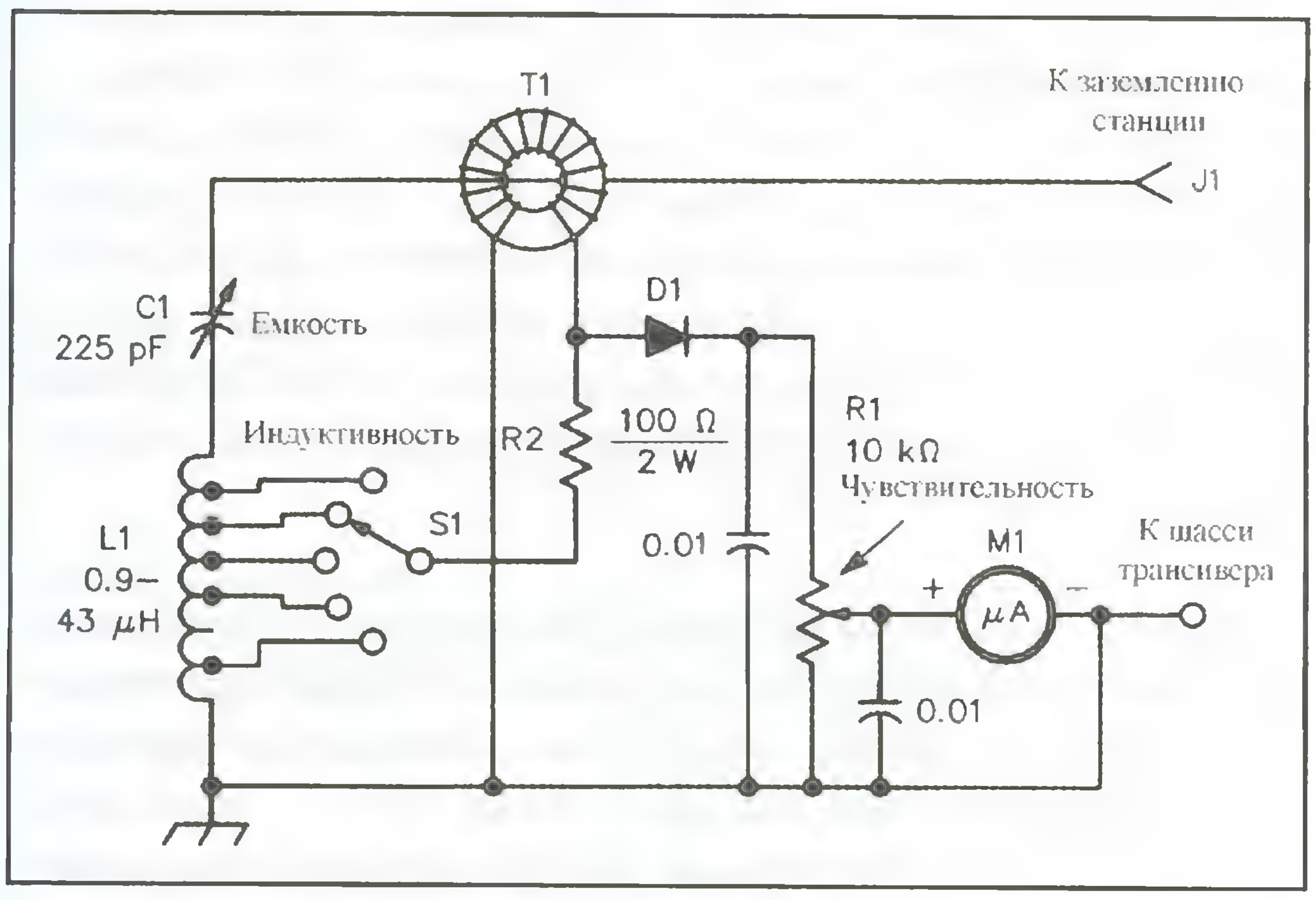


Рис.11.32. схема искусственной ВЧ земли MFJ-931. Оборудование включает в себя пробник тока (тороидальный трансформатор), детектор и последовательно настраиваемые элементы (L и C). При использовании для развязки мачты L и C должны регулироваться, пока не получится минимум тока. Детальное описание смотри в тексте.

Хорошим инструментом для развязки мачт является MFJ-931 (искусственная ВЧ земля). Схема этого устройства показана на Рис.11.32. Индуктивность/емкость могут меняться до достижения минимума тока в цепи.

3.3.8.8. Измерения характеристик.

Измерение усиления это, чего добиваются все, но не многим посчастливилось иметь доступ к тестовому антенному оборудованию. Однако, отношение вперед/назад (F/B) может быть измерено достаточно легко, используя вторую антенну, размещенную на расстоянии нескольких длин волн от исследуемой антенны, либо при помощи соседа радиолюбителя (он должен располагаться точно сзади антенной решетки для оптимизации отношения F/B).

Направленность большинства антенных решеток, описанных в этой главе, очень высокая для малых улов. Некоторые конструкции имеют большее значение задних лепестков при больших углах (60° или 90°). Даже хорошая антенная решетка может иметь небольшую направленность при больших углах, поскольку она также излучает небольшую мощность при больших углах в главном направлении. Все это упоминается, чтобы сказать, что на практике вы должны оценить антенную решетку при помощи сигналов дальнего распространения. Правильно возбужденные 4-х элементные квадратные антенные решетки показывают на практике рабочее отношение F/B от 25 до 35 дБ. В большинстве случаев это соответствует изменению сигнала от уровня S9 до «неслышимого». В пределах 1500 км направленность антенной решетки может быть от посредственной до очень хорошей.

3.3.9. Задание значений элементов цепи.

При конструировании цепей возбуждения антенной решетки при помощи программных модулей NEW LOW BAND SOFTWARE вы можете использовать абсолютные значения токов, вместо относительных токов.

Токи возбуждения для 2-х элементной кардиоидной антенной решетки (поскольку они были использованы в примере конструирования) были определены до настоящего времени в виде:

$I1 = 1A, \angle 90°$ и $I2 = 1$ A, $\angle 0°$. Входные сопротивления элементов антенной решетки равны:

$Z1 = 51 + j20$ Ом,

$Z2 = 21 - j20$ Ом.

При токе антенны 1 А в каждом элементе общая мощность антенной решетки равна 51 + 21 = 72 Вт. При мощности 1500 Вт правильные токи в каждом элементе будут равны:

$$I = \sqrt{\frac{1500}{72}} = 4.56A.$$

Используя эту амплитуду тока в программном модуле COAXIAL TRASFORMER, теперь можно показать пользователю всю реальную информацию о токе и напряжении на всех этапах проектирования цепи. Элементы могут быть выбраны в соответствии с показанной информацией о токе и напряжении. Если возникает какой либо вопрос относительно оценки напряжения любой из линий передачи, которые используются в качестве трансформатора в наших конструкциях (все имеют КСВ больше 1), то программа FEED LINE VOLTAGE с реальным током на входе может быть использована для расчета точек наивысшего напряжения вдоль линии передачи. Мы определили, что для 2-х элементной антенной решетки с кардиоидной диаграммой направленности (возбужденной в соответствии с методом Christman) наивысшее напряжение в линии передачи любой длины к элементу 1 (который имеет КСВ = 1.48) равно только 397 В при поданной мощности 3 кВт. В линии передачи 2 максимальное напряжение равно 352 В. Для 4-х элементной квадратной антенной решетки с расстоянием ¼λ значение напряжений в линиях передачи равно 234 В, 253 В, 253 В и 391 В. Это не создаст каких либо проблем с кабелем хорошего качества RG-213. подобным способом могут быть определены напряжения на конденсаторах и ток через них. При расчете катушек используйте следующие принципы: Вплоть до 5 мкГн целесообразно применять бескаркасные катушки. Наибольшую добротность имеют катушки с отношением длины к диаметру равным 1. Для больших значений индуктивностей используйте, если необходимо, тороидальные прессованные сердечники (никогда не используйте ферритовый материал для этих целей).

Информация об этой теме, также как и об определении параметров конденсаторов дана в главе 6 по линиям передачи и согласования. Компьютерный модуль COIL CALCULATION программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE может быть очень полезен при конструировании катушек индуктивности.

4. Популярные антенные решетки.

Этот раздел коротко описывает наиболее популярные антенные решетки и немного системы возбуждения. Я не ставил себе цель систематически описать все возможные системы возбуждения.

В следующих параграфах оценивается выигрыш от антенных решеток из четвертьволновых вертикальных антенн по сравнению с единственной четвертьволновой вертикальной антенной над той же самой землей. Все антенные решетки моделировались над очень хорошей землей с разветвленной системой противовесов, которая предполагает эквивалентное последовательное сопротивление потерь равным 2 Ом (для каждой антенны). Если вы хотите рассчитать вашу возбуждающую систему для другого эквивалентного сопротивления потерь в земле, то используйте следующую процедуру:

- Возьмите значения для характеристик антенной решетки (смотри ниже). Активная часть включает в себя сопротивление потерь 2 Ом. Если вы имеете входное сопротивление с сопротивлением потерь 10 Ом, тогда добавьте 8 Ом к активной части входного сопротивления, приведенного в характеристиках антенной решетки. Мнимая часть сопротивления остается неизменной.
- Следуйте критериям конструирования системы возбуждения, как приведено ниже, но применяйте новые значения входного сопротивления.

4.1. 2-х элементная кардиоидная антенная решетка.

Характеристики решетки.

Расстояние между элементами: ¼λ.

Токи возбуждения: I1 = 1 A, ∠0°, I2 = 1 A, ∠-90°

Усиление: 3.1 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 176°.

Взаимные сопротивления: Z(12) = Z(21) ≈ 15 + j20 Ом.

Входное сопротивление (включая потери в земле 2 Ом):

Z (элемент с задержкой фазы) = 51 + j20 Ом.

Z (элемент с опережением фазы) = 21 – j20 Ом.

Диаграмма направленности показана на Рис.11.4.

4.1.1. Система возбуждения Christman.

На рис.11.7 показано, как мы можем переключать антенную решетку в двух осевых направлениях. При возбуждении обоих элементов в фазе антенна будет иметь двунаправленную диаграмму поперечного излучения с усиление около 1 дБ относительно одиночного излучателя. Отношение F/B будет равно только 3 дБ. Входное сопротивление двух четвертьволновых элементов, расположенных на расстоянии четверть волны друг от друга и возбуждаемых в фазе будет равно приблизительно 57 – j15 Ом в предположении практически идеальной заземляющей системы с эквивалентным сопротивлением потерь в земле равным 2 Ом. Заметим, что оба элемента имеют то же самое входное сопротивление и это логично, поскольку они возбуждаются в фазе.

Мы можем легко добавить направление поперечного излучения (оба элемента возбуждаются в фазе) при помощи переключателя (реле), который закорачивает фазирующую линию длиной 71°, как показано на рис.11.31. L – цепи могут быть легко сконструированы для согласования выходного сопротивления антенной решетки с линией передачи.

Не забудьте, что вы должны измерить сопротивления для того, чтобы рассчитать длины линий передачи, которые дадут вам необходимый фазовый сдвиг. Руководствуясь просто опубликованной схемой вы не получите оптимальной характеристики!

4.1.2. Возбуждающая система Levallen.

Используя возбуждающую систему Levallen, можно также добавить возможность получения поперечного двунаправленного излучения. На Рис.11.33 схема соединений в антенной решетке с методом возбуждения Levallen, включая монтажный узел переключения.

Предполагая входное сопротивление равным 57 – j15 Ом и использование кабеля RG-213 с потерями 0.35 дБ на 100 футов на частоте 3.8 МГц, сопротивление на концах 90° линий передачи (рассчитанное при помощи программного модуля COAXIAL TRANSFORMER) будет равно Z = 41.3 + j10.5 Ом.

Параллельное включение двух линий передачи даст сопротивление 20.65 + j5.25 Ом. Это сопротивление может быть согласовано с линией передачи при помощи L – цепи, как показано на Рис.11.34А.

4.1.3. Использование гибридного ответвителя Collin.

Когда мы покупаем коммерческий гибридный ответвитель, нам нет необходимости проводить измерения сопротивлений.

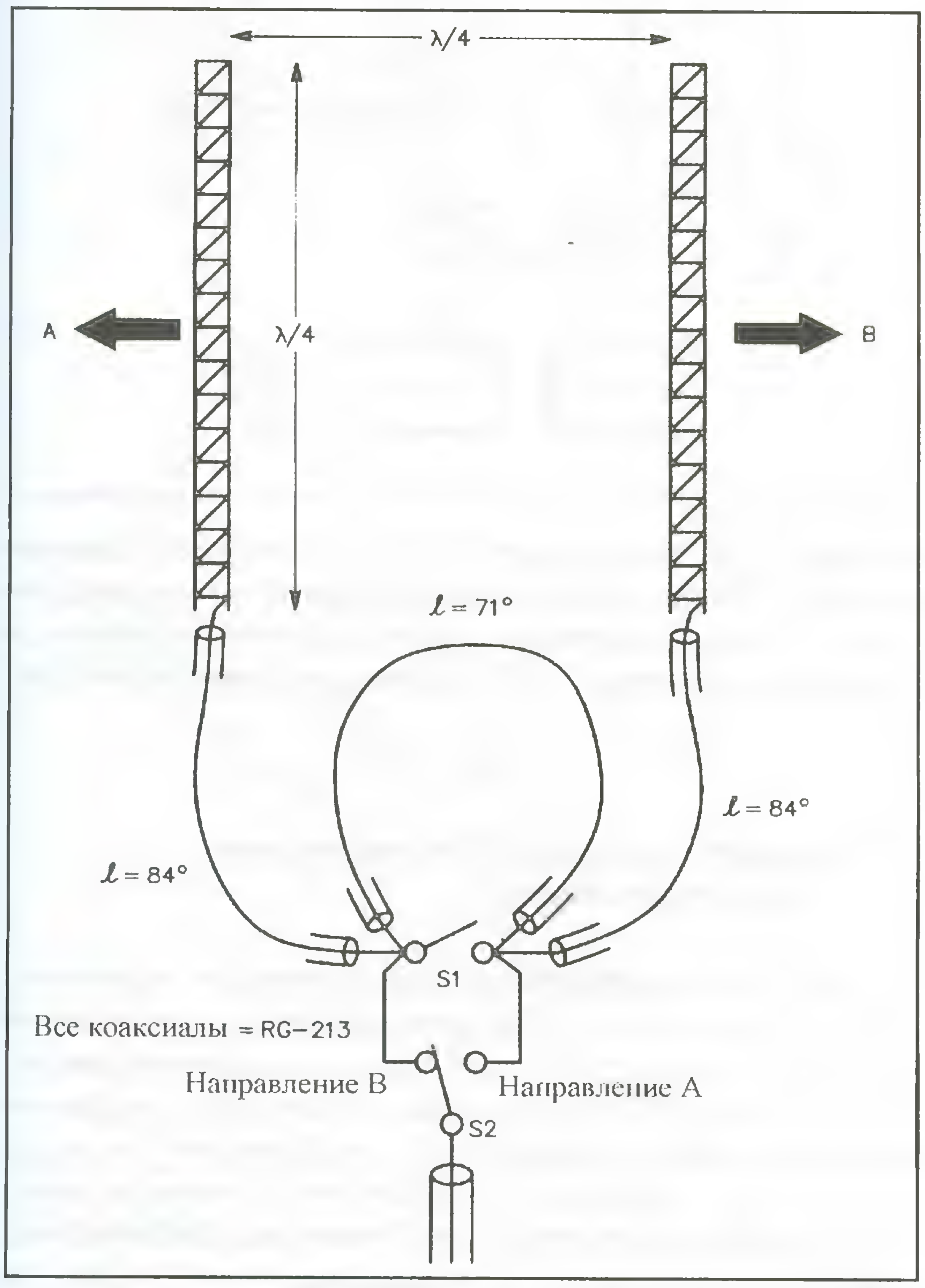
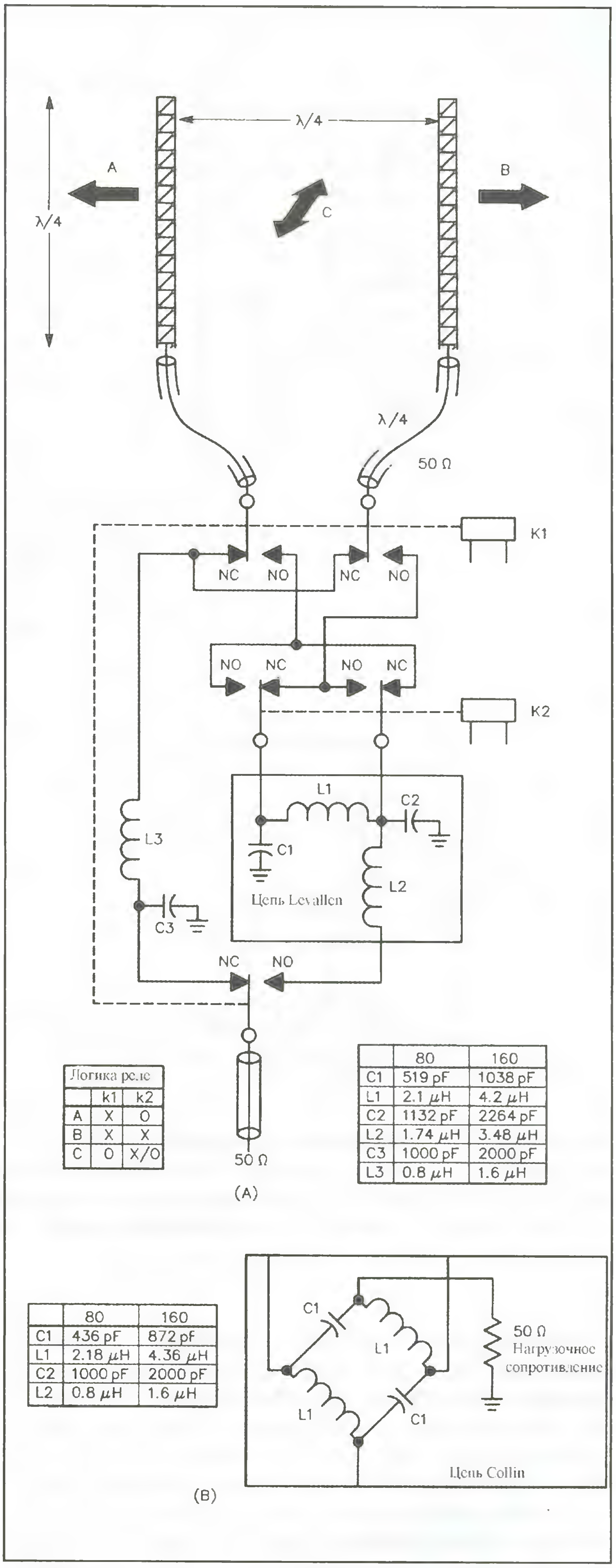


Рис.11.33. 2-х элементная вертикальная антенная решетка (с расстоянием между элементами ¼λ) может быть возбуждена в фазе для получения поперечного излучения. Я добавил переключатель S1 в схему возбуждения Christman, которая показана на рис.11.7. Когда S1 замкнут, обе антенны возбуждаются в фазе, в результате получаем поперечное двунаправленное излучение.



Логика реле

	k1	k2
A	X	O
B	X	X
C	O	X/O

	80	160
C1	519 pF	1038 pF
L1	2.1 μH	4.2 μH
C2	1132 pF	2264 pF
L2	1.74 μH	3.48 μH
C3	1000 pF	2000 pF
L3	0.8 μH	1.6 μH

	80	160
C1	436 pF	872 pF
L1	2.18 μH	4.36 μH
C2	1000 pF	2000 pF
L2	0.8 μH	1.6 μH

Рис.11.34. 2-х элементная вертикальная антенная решетка (с расстоянием между элементами ¼λ) может быть возбуждена в фазе для получения поперечного излучения. Показаны два метода возбуждения. На А схема соединения для метода возбуждения Levallen, на В метод гибридного ответвителя Collin. В обоих этих схемах реле K1 делает выбор между осевыми и поперечным излучением, а реле K2 переключает направления при осевом излучении.

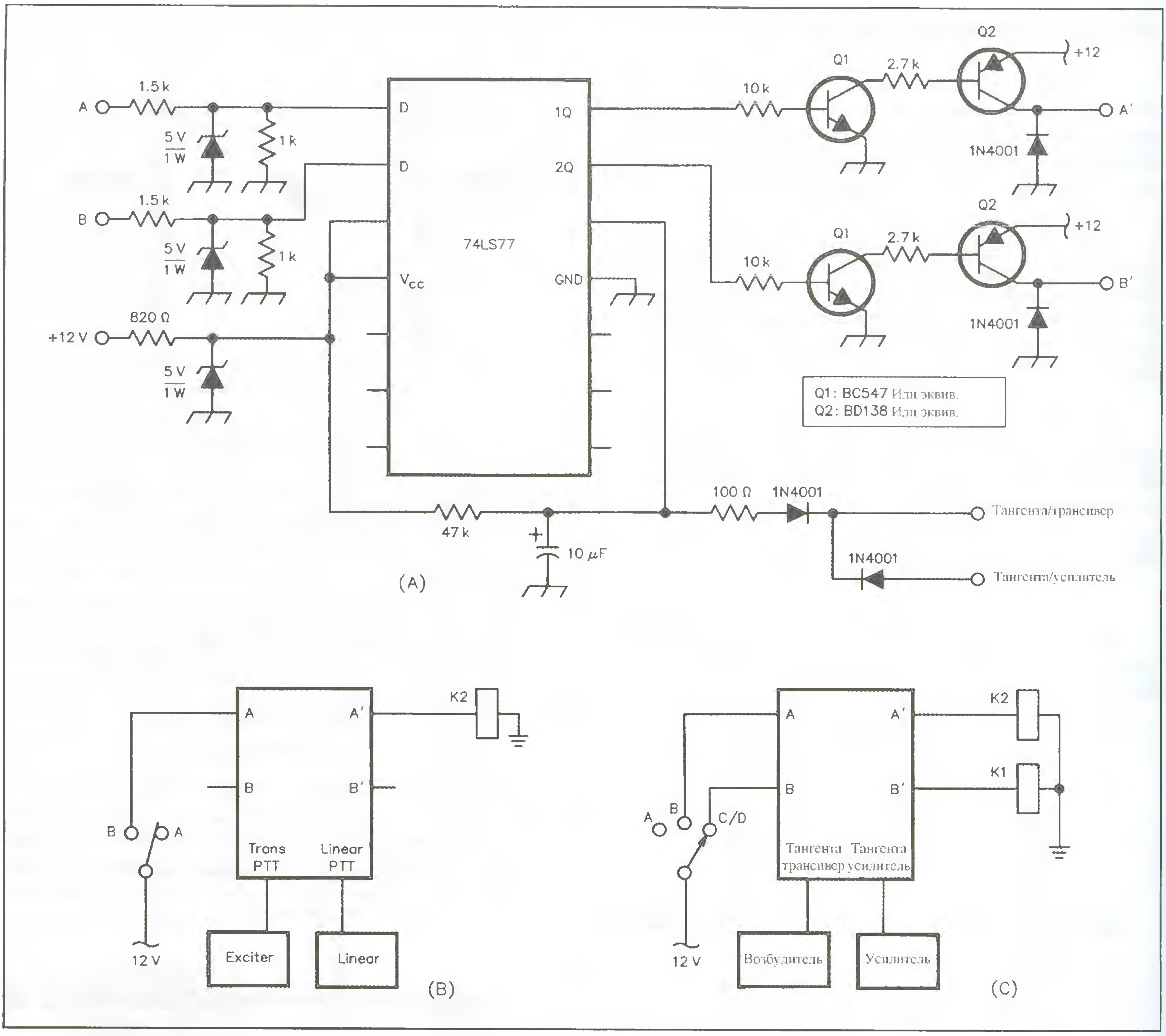

A
1.5 k
5 V
1 W
1 k
B
1.5 k
5 V
1 W
1 k
+12 V
820 Ω
5 V
1 W
D
D
1Q
2Q
74LS77
Vcc
GND
10 k
Q1
2.7 k
Q2
+12
A′
1N4001
10 k
Q1
2.7 k
Q2
+12
B′
1N4001
Q1: BC547 Или эквив.
Q2: BD138 Или эквив.
47 k
10 µF
100 Ω
1N4001
Тангента/трансивер
1N4001
Тангента/усилитель
(A)
A
A′
B
B′
K2
B
A
Trans PTT
Linear PTT
12 V
Exciter
Linear
(B)
A
A′
B
B′
K2
K1
A
B
C/D
Тангента трансивер
Тангента усилитель
12 V
Возбудитель
Усилитель
(C)

Рис.11.35. На А - схема защиты. Есть два входа А и В, и два выхода А′ и В′. Когда линия PTT (трансивер) под высоким потенциалом, А′ и В′ следуют за А и В без задержки. Когда линия PTT под низким потенциалом А′ и В′ не следуют за А или В, пока линии PTT не станет высоким потенциал. На В – схема соединений для переключения антенной решетки осевого излучения, изображенной на рис.11.33, в двух направлениях. На С – схема для коммутации трех направлений, как показано на Рис.11.34.

Все, что мы должны сделать, это настроить элементы в резонанс (развязав их предварительно друг от друга!). Коммерческие гибридные ответвители выполнены для согласования 4-х элементных квадратных антенных решеток и обычно используют 4 реле для переключения направления излучения. Для 2-х элементной антенной решетки может быть сделана значительно более простая переключающая система, используя единственный двухполюсной переключатель на два направления, если необходимы только два продольных направления излучения.В этом случае вы можете удалить К1 и соединения с ним связанные из схемы, показанной на рис.11.34. в длинноволновом диапазоне используются любые 10 А реле.

Если вы хотите также иметь двунаправленную поперечную диаграмму, то используйте два реле и L – С цепь, как показано на рис.11.34.

4.1.4. Как предотвратить переключение под напряжением.

Наиболее вероятная проблема с антенным переключением заключается в непреднамеренных переключениях во время передачи. Это приводит к подгоранию контактов, если вам не посчастливилось использовать надежные вакуумные реле. Переключение не доставляет так много проблем при регулярном переключении полосы частот антенны (автоматическом или ручном), поскольку нет надобности делать это почти непрерывно.

Нет ничего удивительного и в том, что вы держите одну из ваших рук на переключателе направления излучения антенной решетки, одновременно выполняя прослушивание эфира. Однако, если вы нечаянно переключитесь во время передачи, вы будете иметь серьезные проблемы.

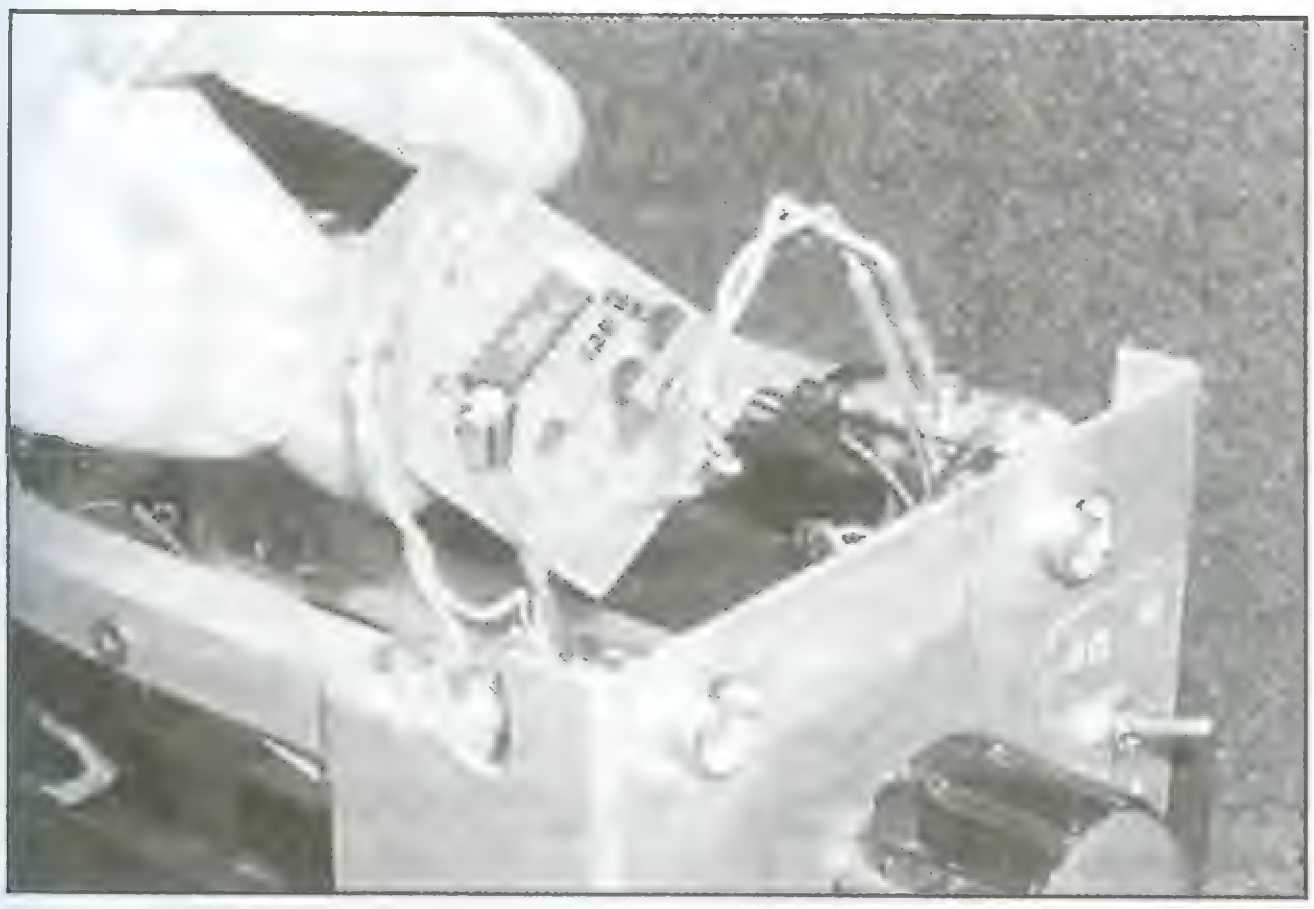


Рис 11.36. Схема защиты встроена в блок управления 40 также как и 80 метровой 4-х элементной квадратной антенной решетки ON4UN. (Показано устройство 40 метрового блока).

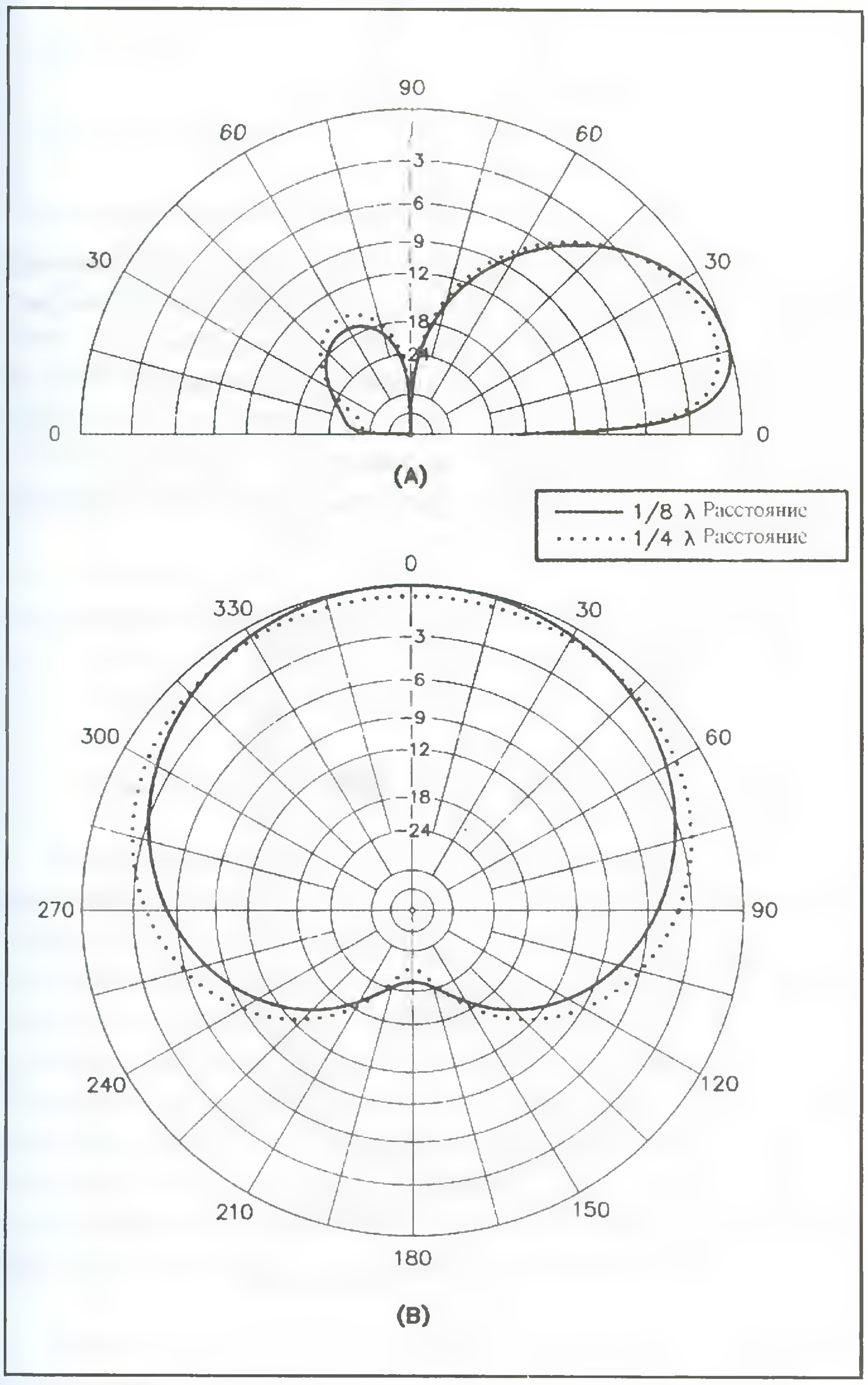


Рис.11.37. Диаграммы направленности 2-х элементной кардиоидной антенной решетки с расстоянием между элементами 1/2λ и разностью фаз возбуждения элементов 135˚. Для сравнения наложены диаграммы направленности антенной решетки с расстоянием между элементами ¼λ и разностью фаз 90˚. Усиление рассчитано для очень хорошей земли при использовании системы противовесов с эквивалентным сопротивлением потерь в земле равным 2 Ом.

Frank Maldeman, ON1ACV, член моего локального радиоклуба разработал небольшую схему, которая к счастью предупреждает подобные случаи. Принцип заключается в следующем. Линия(и), которая идет к реле, проходит через небольшое электронное устройство, которое я назвал системной памятью. Схема также контролирует состояние трансивера (находится он в передающем или приемном режиме). Это сделано путем пропускания выходной линии реле (используемого для переключения усилителя) через небольшую схему. Пока эта линия под низким потенциалом (заземлена) электронная схема на время задерживает в памяти любое изменение, которое вы делаете в переключателе направления до тех пор, пока потенциал линии состояния передатчика станет высоким (это означает, что трансивер в приемном режиме). В пределах долей секунды затем устройство переключает в направление, которое вы выбрали во время передачи (см. Рис.11.35). Это устройство недостаточно быстро, чтобы быть использованным с ful brek-in CW, но прекрасно работает semi dreak-in CW и SSB/VOX. Чрезвычайно важно, чтобы линия состояния передатчика была хорошо соединена с трансивером, который вы фактически используете с антенной, защищаемой вами при помощи этой цепи. (Я имею различную аппаратуру в радиорубке и однажды соединил устройство не с тем трансивером и сжег контакты реле – ничего удивительного!)

Схемой можно управлять при помощи двух линий управления, что делает ее также удобной для использования в блоке управления 4-х элементной квадратной антенной решетки (см. раздел 4.9.1, рис.11.56). Полностью проверенная схема на печатной плате 40 x 50 мм имеется в наличии у автора ($50, включая пересылку по всему миру). Смотри Рис.11.36.

4.2. 2-х элементная кардиоидная антенная решетка с расстоянием между элементами 1/2λ и разностью фаз 135˚.

Эта антенная решетка известна как ZL – специальная или решетка HB9CV.

Характеристик и антенной решетки:

Расстояние между элементами: 1/2λ.

Токи возбуждения: I1 = 1 A, ∠0° I2 = 1 A, ∠-135°

Усиление: 3.7 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 142˚.

Входное сопротивление (включая потери в земле 2 Ом):

Z (элемент с задержкой фазы) = 18 + j23 Ом.

Z (элемент с опережением фазы) = 13 – j21 Ом.

Диаграмма направленности показана на Рис.11.37. Для сравнения показана также диаграмма направленности 2-х элементной антенной решетки с расстоянием между элементами ¼λ и разностью фаз 90˚.

Поскольку элементы возбуждаются не в квадратуре, методы возбуждения Collin и Levallen не могут быть использованы. Однако, модифицированный метод Levallen, методы Christman и Gehrke могут быть использованы.

4.2.1. Модифицированная система возбуждения Levallen.

Используя программный модуль COAX TRANSFORMER программного обеспечения NEW LOW SOFTWARE, первоначально рассчитаем Z, I и E на концах двух четвертьволновых линий передачи.

Входные данные:

I1 = 1 A, ∠0°

Z1 = 13 – j21 Ом,

I2 = 1 A, ∠°-135

Z2 = 18 +j23 Ом.

На концах четвертьволновых линий передачи определим:

Z1' = 55.6 +j82.9 Ом.

E1 = 50.23 В, ∠89.6°

Z2' = 54.14 - j65 Ом.

E2 = 50.23 В, ∠-44.55°

Возбудим антенную решетку на конце линии идущей к элементу с опережением фазы (мы можем выбрать любой). Теперь мы должны добавить шунтирующую реактивность, чтобы сделать входное сопротивление активным (мы будем использовать удлинитель линии с постоянным сопротивлением, чтобы обеспечить дополнительный фазовый сдвиг).

Параллельное сопротивление (рассчитанное при помощи модуля SHUNT IMPEDANSE NETWORK), необходимое для получения активного сопротивления на конце четвертьволновой линии передачи к элементу 1, равно –j120.2 Ом (это 348 пФ на частоте 3.8 МГц).

С параллельным конденсатором значение сопротивления будет равно:

Z1" = 179.2 Ом,

E1" = 50.23 В, ∠89.59°

Теперь рассчитаем П-удлинитель линии с постоянным сопротивлением:

Выходной фазовый угол: 89.59°.

Входной фазовый угол: -44.55°.

Элементы П-фильтра равны:

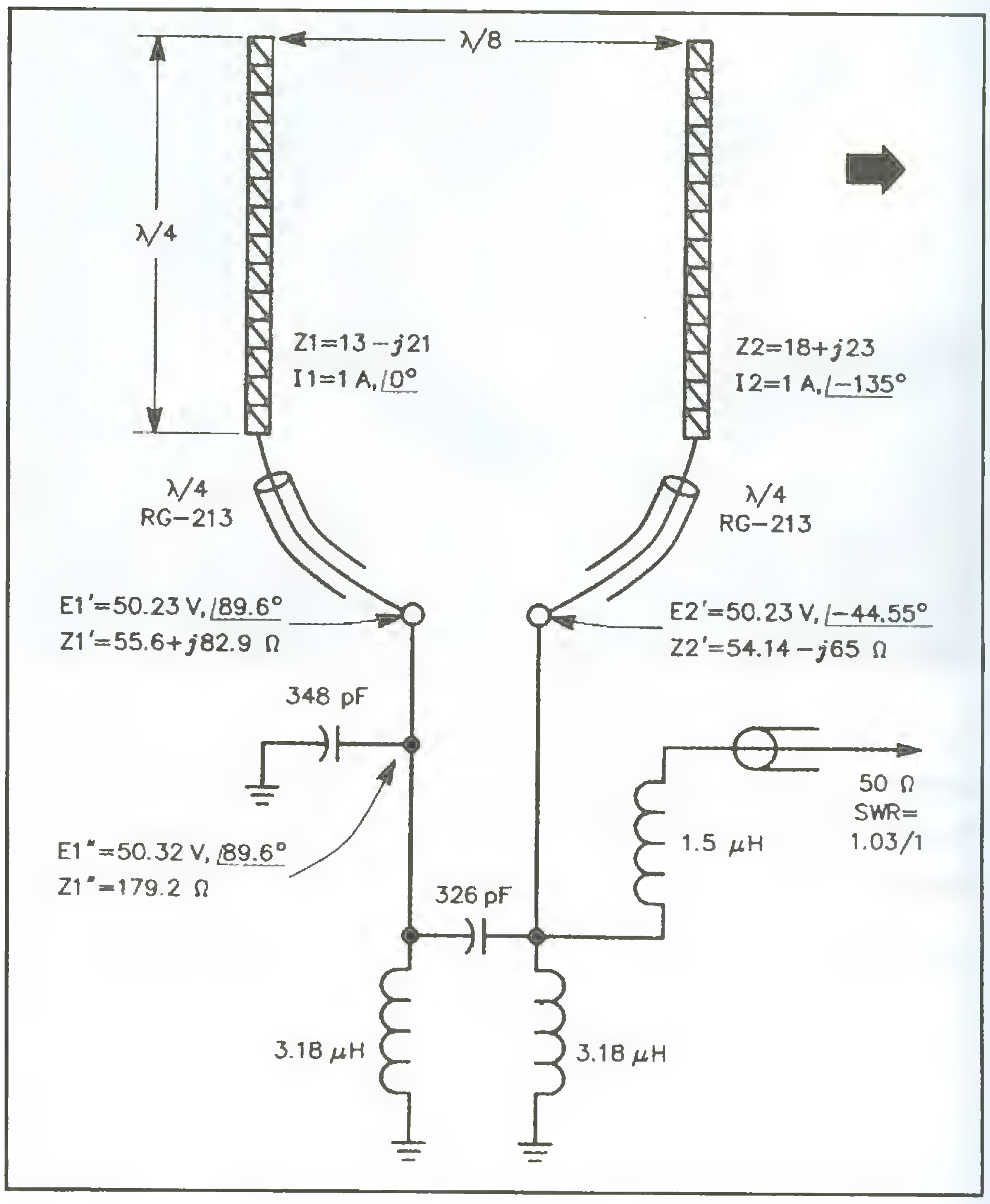

λ/8
λ/4
Z1=13 −j21
I1=1 A, /0°
Z2=18+j23
I2=1 A, /−135°
λ/4
RG−213
λ/4
RG−213
E1'=50.23 V, /89.6°
Z1'=55.6+j82.9 Ω
E2'=50.23 V, /−44.55°
Z2'=54.14 −j65 Ω
348 pF
E1"=50.32 V, /89.6°
Z1"=179.2 Ω
326 pF
1.5 μH
50 Ω
SWR=
1.03/1
3.18 μH
3.18 μH

Рис.11.38. Модифицированная система возбуждния Levallen для дву-х элементной антенной решотки (расстояние между элементами 1/2λ, разность фаз 135°). Модифицированная цепь Levallen использует П (или Т) фильтр плюс шунтирующую реактивность (катушку или конденсатор) вместо L-цепи, при этом можно установить любой фазовый сдвиг, тогда как цепь Levallen обеспчивает фвзовый сдвиг только 90°.

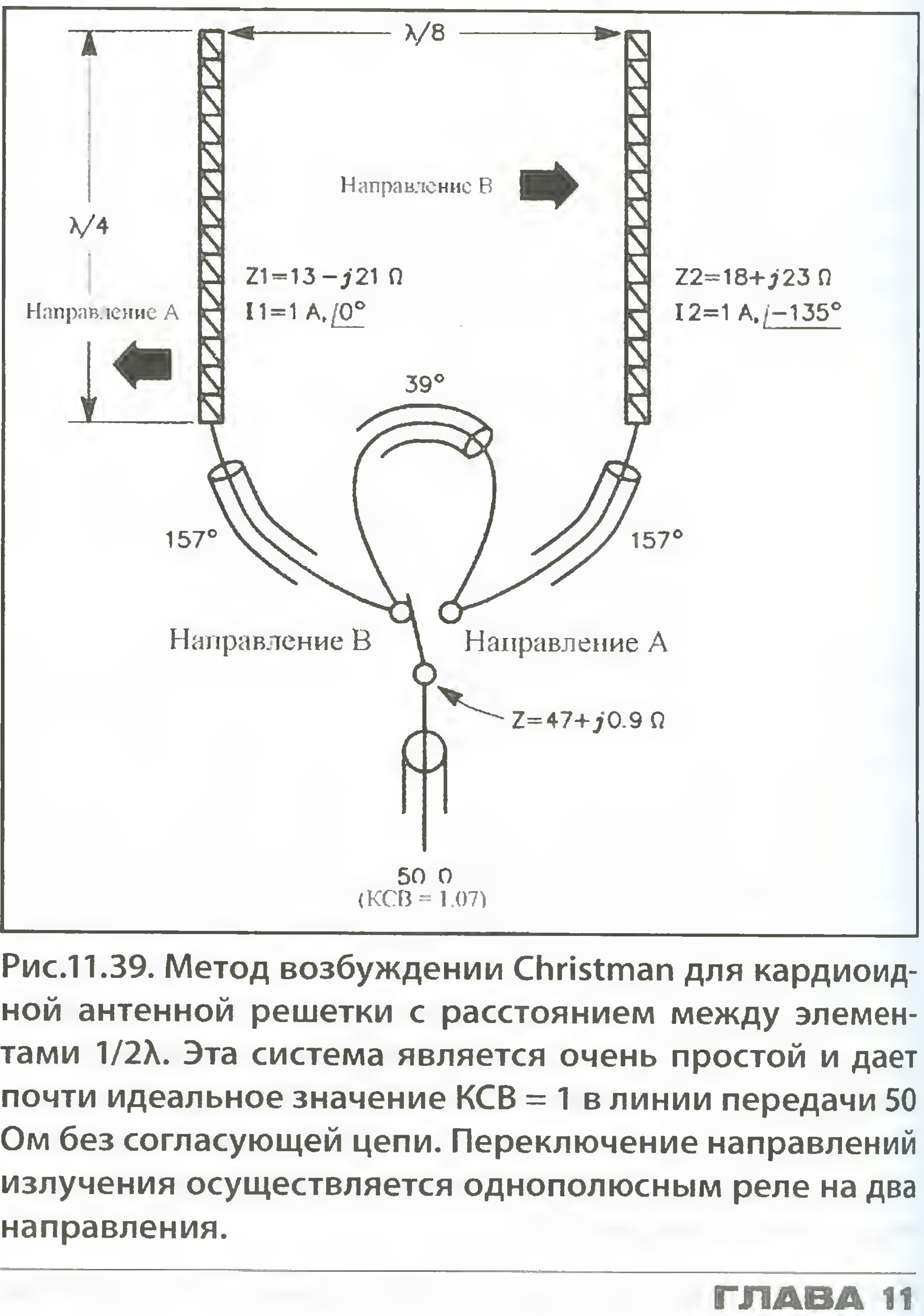

λ/8
Направление B
λ/4
Направление A
Z1=13 −j21 Ω
I1=1 A, /0°
Z2=18+j23 Ω
I2=1 A, /−135°
39°
157°
157°
Направление B
Направление A
Z=47+j0.9 Ω
50 Ω
(КСВ = 1.07)

Рис.11.39. Метод возбуждении Christman для кардиоидной антенной решетки с расстоянием между элементами 1/2λ. Эта система является очень простой и дает почти идеальное значение КСВ = 1 в линии передачи 50 Ом без согласующей цепи. Переключение направлений излучения осуществляется однополюсным реле на два направления.

X_s = -j128.6 Ом (= 326 пФ, на частоте 3.8 МГц).

X_p = j75.8 Ом (3.18 мкГн, на частоте 3.8 МГц).

На рис.11.38 показана окончательная схема антенной решетки со всеми элементами схемы возбуждения.

Сопротивление на входе антенной решетки может быть рассчитано как параллельное соединение 179.2 Ом и 54.14 – j64.97 Ом. Результат равен 51.48 – j35.6 Ом. Это сопротивление может быть согласовано почти идеально с линией передачи 50 Ом простым соединением индуктивности 1.5 мкГн последовательно с линией передачи.

4.2.2. Метод Christman.

На рис.11.39 показан метод возбуждения Christman для этой антенной решетки.

Входные данные:

I1 = 1 A, ∠0°

Z1 = 13 – j21 Ом,

I2 = 1 A, ∠-135°

Z2 = 18 +j23 Ом.

Используя программный модуль FEED LINE VOLTAGE, можно просмотреть обе линии передачи 50 Ом, определив точки, где напряжения одинаковы в обеих линиях. Для данного случая было найдено два таких набора точек:

- Один на расстоянии 157° от элемента 1 (элемент с опережением фазы) и 196°от элемента 2. Заметим, что разность фаз токов 135° достигается при разности длин линий передачи только 39°.
- Второй это 38° от элемента 1 и 158° от элемента 2.

Выбор здесь ясен, так как второй набор точек встречается на участке с большим изменением напряжения в линии передачи при небольших изменениях положений, считаем этот набор точек плохим выбором. При выборе второго набора точек также уменьшается полоса частот антенной решетки. Расположение одной из точек на расстоянии только 38° от элемента может сделать невозможным переключение направлений излучения антенной решетки. Ни одна из этих проблем не встречается при выборе первого набора точек. Однако, первое решение требует значительного количества линий передачи.

Теперь линии передачи могут быть просто соединены параллельно в этих точках. Сопротивления могут быть рассчитаны при помощи программного модуля COAX TRANSFORMER:

Z1′ = 24.9 –j47 Ом.

E1′ = 41 B, ∠108°

Z2′ = 28 + j38.4 Ом.

E2′= 41 B, ∠108°

Совместное сопротивление может быть рассчитано при помощи программного модуля T-JUNCTION. Для этой антенной решетки сопротивление получилось 47.2 + j0.9 Ом, что дает КСВ = 1.07 при соединении с кабелем 50 Ом и не требует дополнительного согласования.

4.3. Два синфазных элемента на расстоянии ½λ.

Характеристики антенной решетки:

Расстояние между элементами: ½λ.

Токи возбуждения: I1 = 1 A, ∠0°, I2 = 1 A, ∠0°

Усиление: 3.8 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 62°.

Излучение: Двунаправленное, поперечное.

Взаимное сопротивление: Z(12) = Z(21) ≅ -9 – j13 Ом.

Входное сопротивление (включая потери в земле 2 Ом): Z1 = Z2 = 31 –j14 Ом.

На рис.11.40 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

4.3.1. Система возбуждения.

В принципе, антенная решетка может быть возбуждена двумя линиями передачи равной длины. Однако, возбуждая линиями передачи длиной ¼λ (или ¾λ) получим преимущество «вынужденных» равных токов в обоих элементах, какой бы не была разница в их сопротивлениях.

Следовательно благоразумно возбуждать антенную решетку при помощи двух линий передачи длиной ¾λ.

Четвертьволновые линии передачи слишком короткие (из-за коэффициента укорочения), чтобы достичь центра антенной решетки.

Сопротивление на конце линии передачи RG-213 длиной 270° (затухание 0.35 дБ/100 футов на частоте 3.8 МГц) равно:

Z = 65.84 +j26.37 Ом.

Параллельное соединение двух линий передачи даст входное сопротивление антенной решетки:

Z_{array} = 32.0 +j13.2 Ом.

Система возбуждения и L – цепь, обеспечивающая КСВ

= 1.0 в 50 Ом линии передачи, показана на рис.11.40.

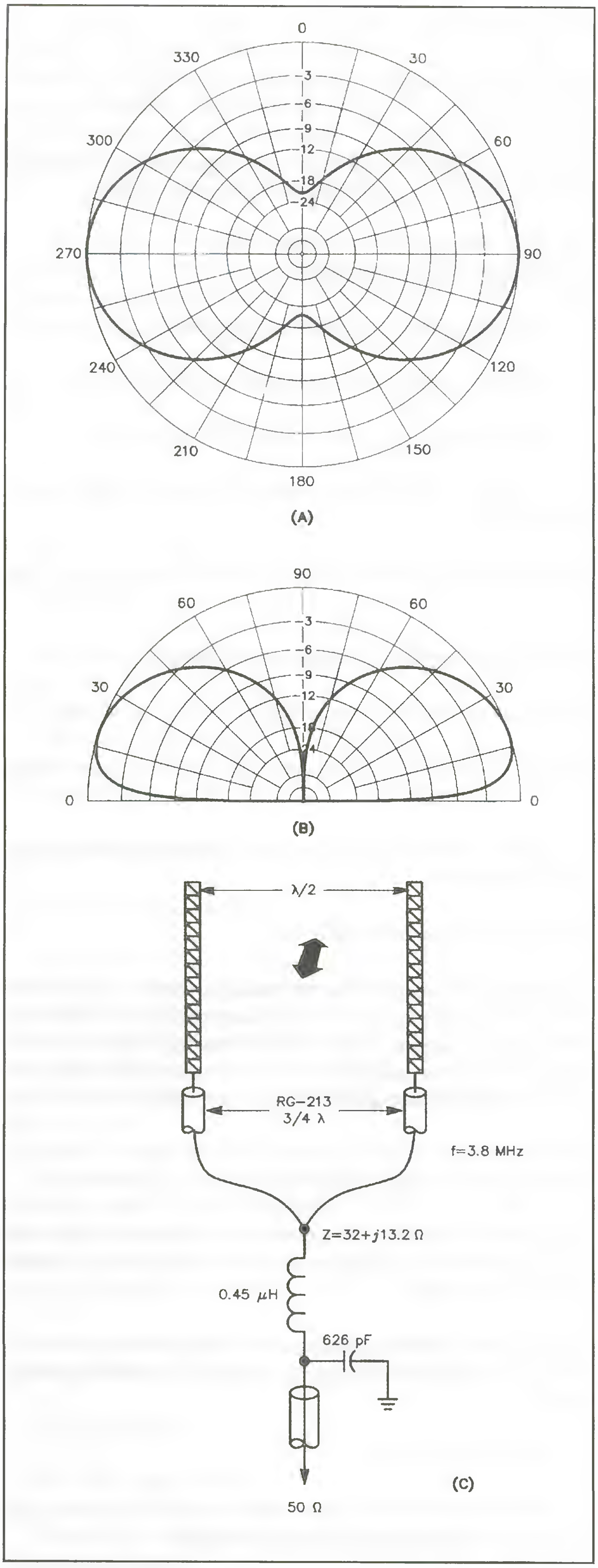


Рис.11.40. А – горизонтальная и В – вертикальная диаграммы направленности антенной решетки, состоящей из двух вертикальных антенн, разнесенных на расстояние ½λ и возбуждаемых в фазе. Лучшим способом возбуждения антенны является использование двух линий передачи длиной ¾λ, как показано на С.

4.4. Трехэлементная антенная решетка с расстоянием между элементами ½λ, возбуждаемыми синфазно с биномиальным амплитудным распределением.

Характеристик и антенной решетки:

Количество элементов: 3.

Расстояние между элементами: ½λ.

Токи возбуждения: I1 = I3 = 1 A, ∠0°, I2 = 2 A, ∠0°

Усиление: 5.2 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 46°.

Излучение: Двунаправленное, поперечное.

Входное сопротивление (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = Z3 = 25.0 –j19.4 Ом.

Z2 = 30.7 – j13.7 Ом.

На рис.11.41 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

4.4.1. Система возбуждения вынужденными токами.

По причинам, изложенным в разделе 3.3.7, всегда лучше пытаться возбудить элементы линиями передачи длиной кратной нечетному числу ¼λ. Три четвертьволновых линий передачи к элементам 1 и 3 как раз достигают центра антенной решетки, если они выполнены из кабеля с полиэтиленовым заполнением (PE) (0.75 x λ длина линии передачи x 0.66 коэффициент укорочения = 0.5λ).

Сделаем линии передачи длиной ¾λ ко всем элементам. Линия передачи к центральному элементу должна иметь волновое сопротивление вдвое меньшее, чем волновые сопротивления линий к крайним элементам, чтобы получить правильное распределение амплитуд токов. Мы используем две линии передачи 50 Ом, соединенные параллельно (Z = 25 Ом). Все расчеты выполнены для коаксиального кабеля RG-213 (затухание 0.35 дБ/100 футов на частоте 3.8 МГц).

Сопротивления элементов равны:

Z1 = Z3 = 25.0 –j19.4 Ом.

Z2 = 30.7 – j13.7 Ом.

Сопротивления и напряжения на конце линий передачи рассчитаны при помощи программного модуля COAXIAL CABLE TRANSFORMER/SMITH CHART.

Элементы 1 и 3 возбуждаются при помощи линий передачи длиной 270° с волновым сопротивлением 50 Ом.

Z1′ = Z3′ = 63.1 +j42.6 Ом.

E1′ = E3′ = 51.37 В, ∠-91.1°

Элемент 2 возбуждается при помощи линии передачи длиной 270° с волновым сопротивлением 25 Ом.

Z2′ = 7.41 + j7.3Ом.

E2′ = 51.6 В, ∠-90.8°

Напряжения, по существу, равны так что линии передачи можно просто соединить параллельно. Параллельное соединение трех линий передачи даст входное сопротивление антенной решетки:

Z_{array} = 11.3 +j5.6 Ом.

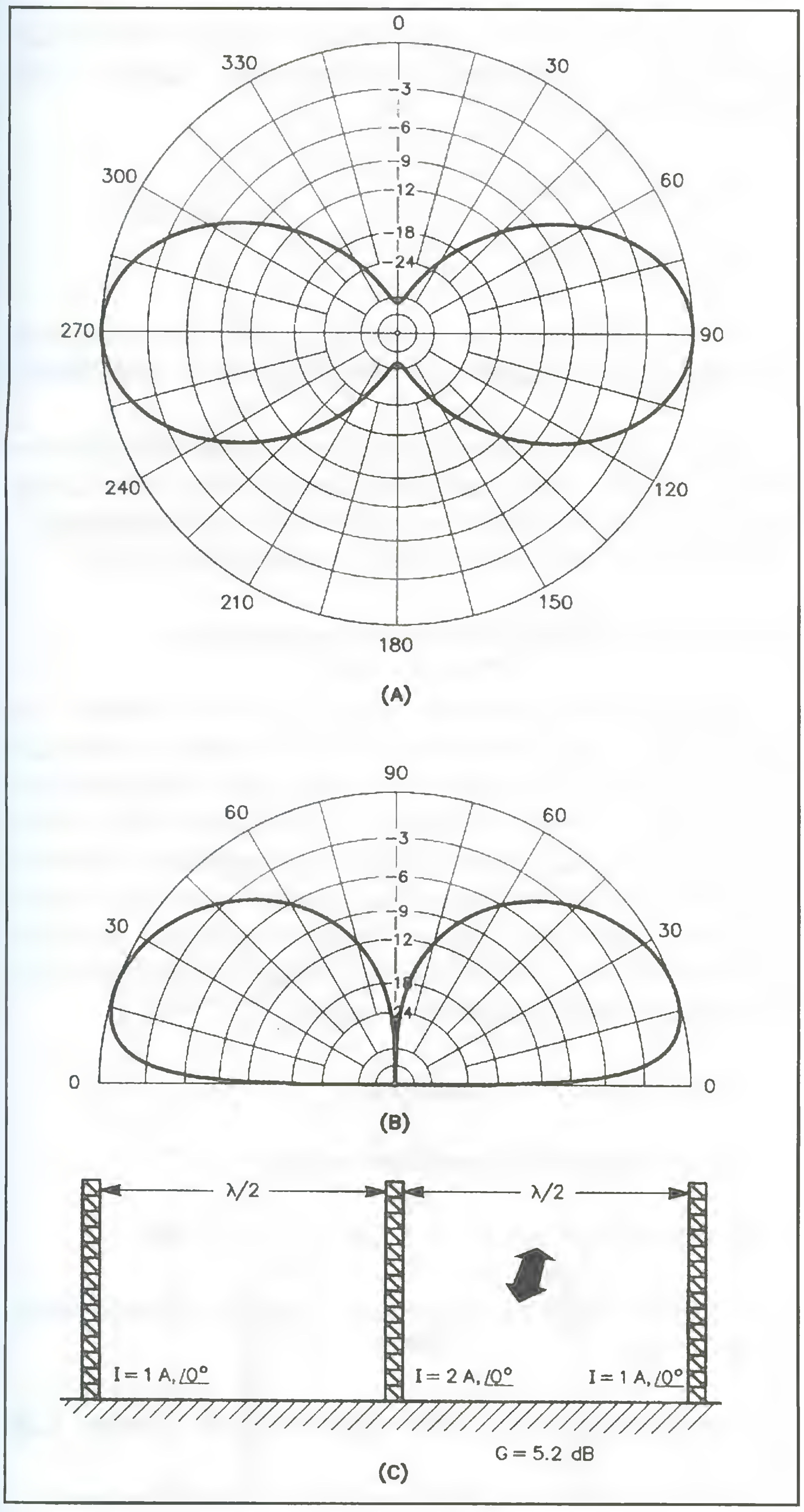


Рис.11.41. А – горизонтальная и В – вертикальная диаграммы направленности трехэлементной линейной антенной решетки с расстоянием между элементами ½λ. Элементы возбуждаются синфазно центральный элемент имеет удвоенную амплитуду тока по сравнению с крайними (биномиальное амплитудное распределение). Отметим очень узкую диаграмму направленности в азимутальной плоскости на А.

Мы можем сконструировать L – цепь для согласования этого сопротивления линией передачи 50 Ом. Схема со всеми значениями элементов показана на рис.11.42.

4.5. 2-х элементная двунаправленная антенная решетка осевого излучения с расстоянием между элементами ½λ, возбуждаемыми с разностью фаз 180°.

Характеристики решетки.

Количество элементов: 2.

Расстояние между элементами: ½λ.

Токи возбуждения: I1 = 1 А, ∠0°, I2 = 1 А, ∠-180°

Усиление: 2.4 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 116°.

Излучение: Двунаправленное, осевое.

Взаимные сопротивления: Z(12) = Z(21) ≈ -9 – j13 Ом.

Входное сопротивление (включая потери в земле 2 Ом):

Z1= Z2 = 45.4 + j14 Ом.

Диаграмма направленности показана на Рис.11.43.

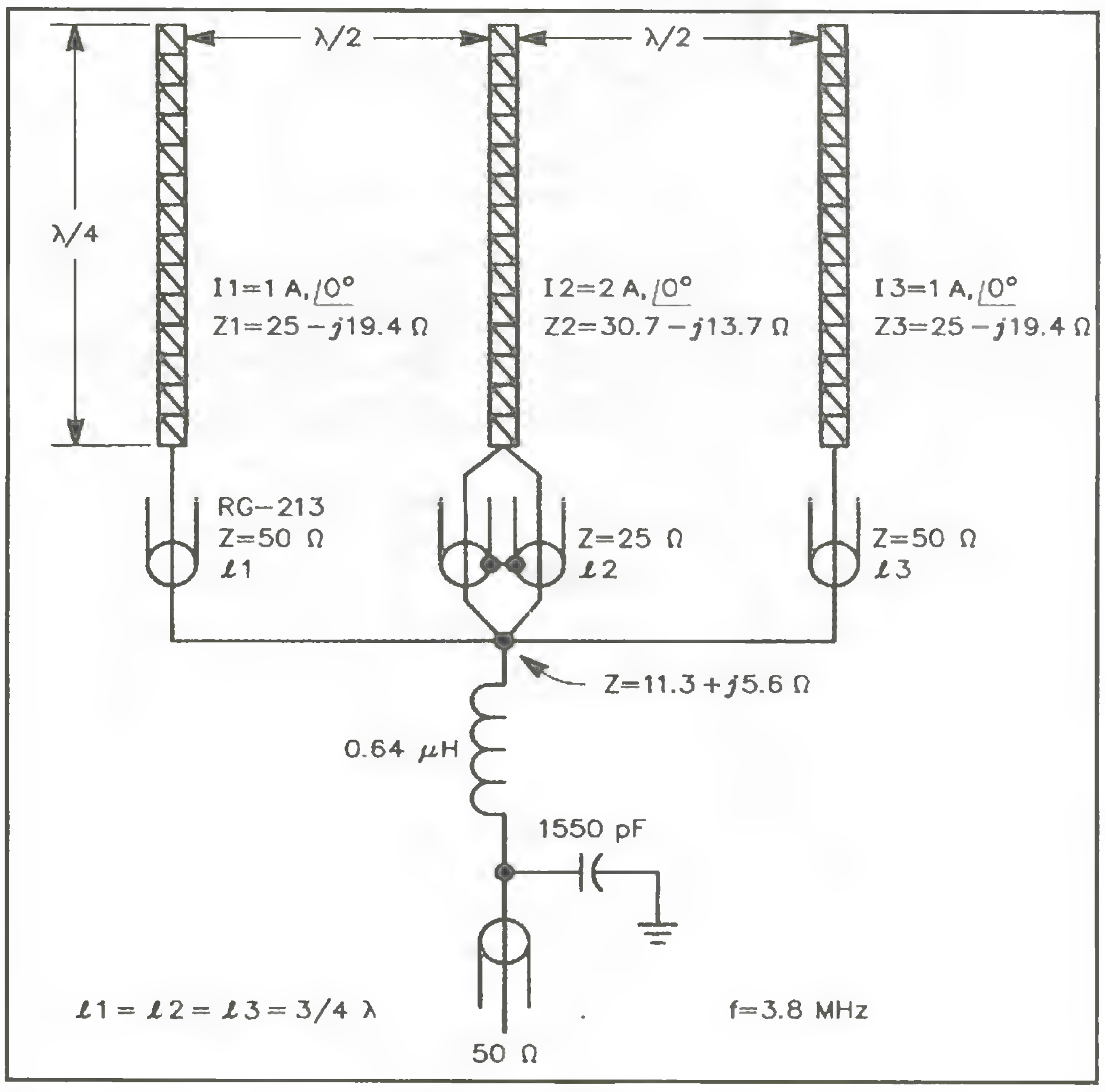


Рис.11.42. Система возбуждения трех вертикальных антенн, расположенных вдоль линии с биномиальным амплитудным распределением. Центральный элемент возбуждается двумя параллельными линиями передачи 50 Ом, чтобы получить удвоенный ток. Метод вынужденного тока гарантирует, что отличия в собственных сопротивлениях элементов будут иметь незначительное влияние на характеристики антенной решетки.

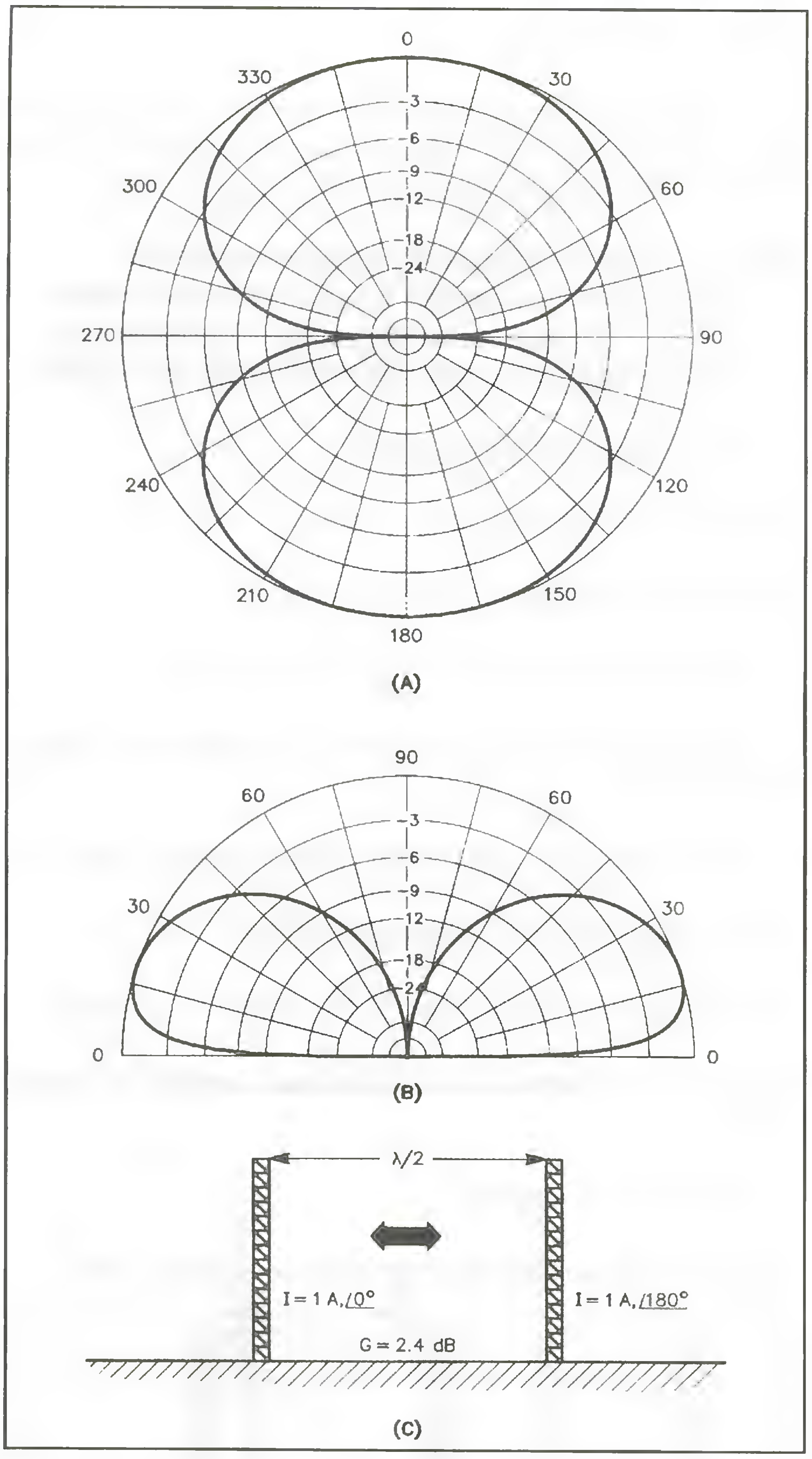


Рис.11.43 Диаграммы направленности для двунаправленной антенной решотки осевого излучения при расстоянии между элементами ½λ. Два элемента возбуждаются в противофазе (с разностью фаз 180°)

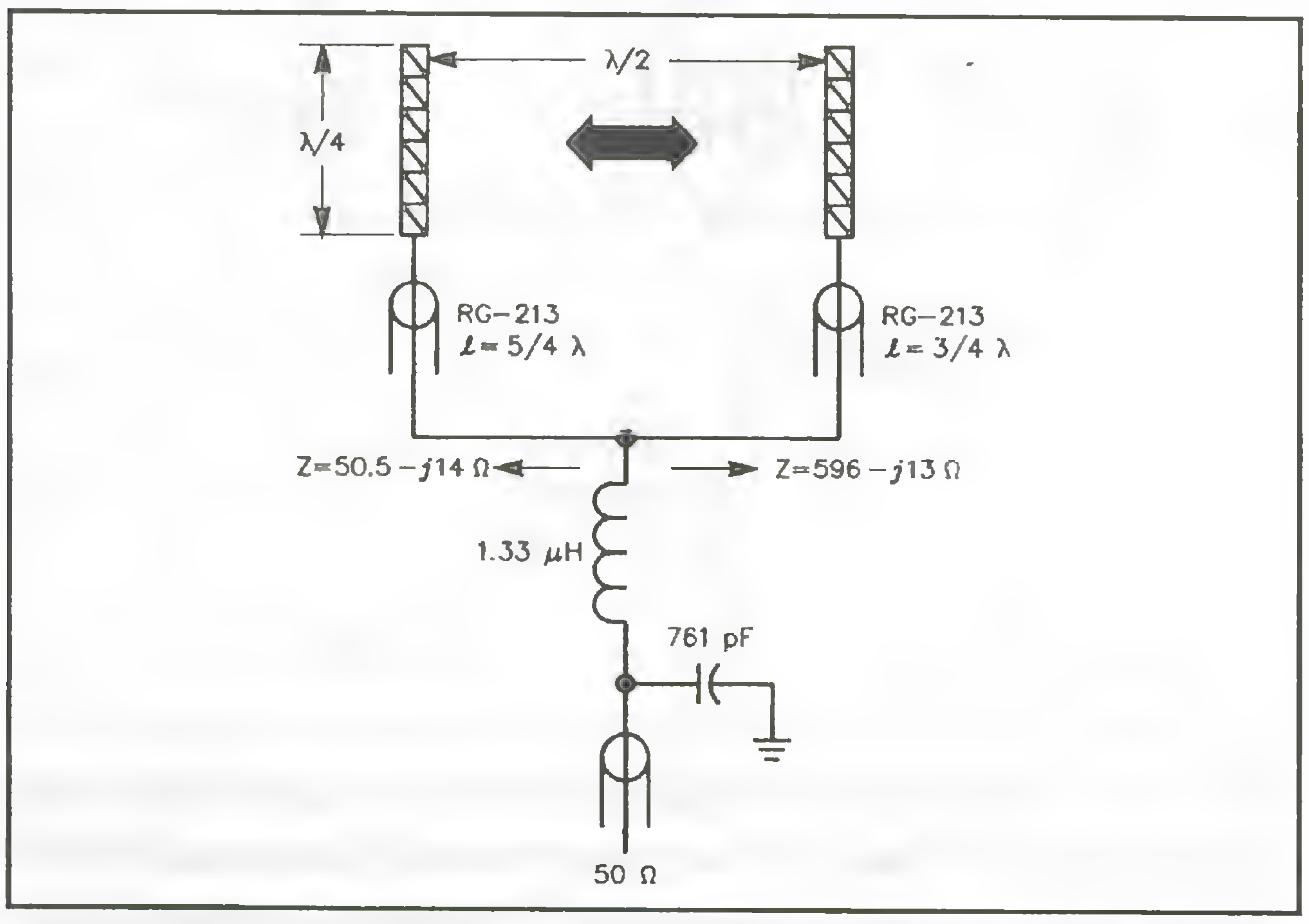


Рис.11.44 Система возбуждения вынужденного тока для двухэлементной двунаправленной антенной решетки осевого излученя. Используется линией передачи длинной ¾λ, поскольку линии длинной 1/4λ не достают до центра решетки.

4.5.1. Система возбуждения вынужденным током.

Выполним линию передачи к элементу с опережением фазы тока длиной 270° и длиной 450° к элементу с задержкой фазы тока. С линиями кратными нечетному количеству ¼λ мы усилим принцип «вынужденного тока» (токи будут равны по амплитуде, даже если сопротивления элементов будут незначительно отличаться). Линии передачи длиной 90° и 270° слишком короткие для антенной решетки, так как элементы расположены на расстоянии ½λ. Чтобы обеспечить симметрию, тройник, в котором соединяются линии к элементам, должен быть расположен в центре антенной решетки. Элемент с опережением фазы тока возбуждается линией длиной ¾λ, а элемент с задержкой фазы тока линией длиной 5/4λ.

Сопротивления на концах линий передачи могут быть рассчитаны при помощи программного модуля COAX TRANSFORMER.

Z1′ = 50.5 – j14 Ом.

Z2′ = 59.6 – j13 Ом.

Общее сопротивление может быть рассчитано при помощи модуля программного обеспечения T – JUNCTION.

Входное сопротивление для этой антенной решетки получается 27.4 – j6.8 Ом. Для согласования этого сопротивления с линией 50 Ом может быть сконструирована L – цепь. Система возбуждения показана на рис.11.44.

4.5.2. Близкое расположение элементов.

Альтернативой, где мы могли бы использовать возбуждающие линии длиной 90° и 270°, является использование линий со вспененным диэлектриком (коэффициент укорочения ≈ 80%) и сближение двух излучателей. Когда мы уменьшаем расстояние между элементами, усиление увеличивается и достигает максимума при расстоянии 0.3 λ. При таком расстоянии линии передачи с обычным полиэтиленовым диэлектриком (например RG-213) могут подойти. Проанализируем эту схему.

Характеристики решетки.

Расстояние между элементами: 0.3λ.

Токи возбуждения: I1 = 1 A, ∠0°, I2 = 1 A, ∠-180°

Усиление: 3.1 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 98°.

Излучение: двунаправленное, осевое.

Входное сопротивление (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = Z2 = 24.5 + j18.3 Ом.

Диаграмма направленности показана на Рис.11.45.

Элемент с опережением фазы тока возбуждается линией передачи длиной ¼λ, с задержкой фазы тока линией длиной 3/2λ. Сопротивления на концах линий передачи могут быть рассчитаны при помощи программного модуля COAX TRANSFORMER:

Z1′ = 65.7 – j46.8 Ом.

Z2′ = 65.8 – j42.7 Ом.

Оба сопротивления были бы одинаковыми, если бы линия передачи не имела потерь.

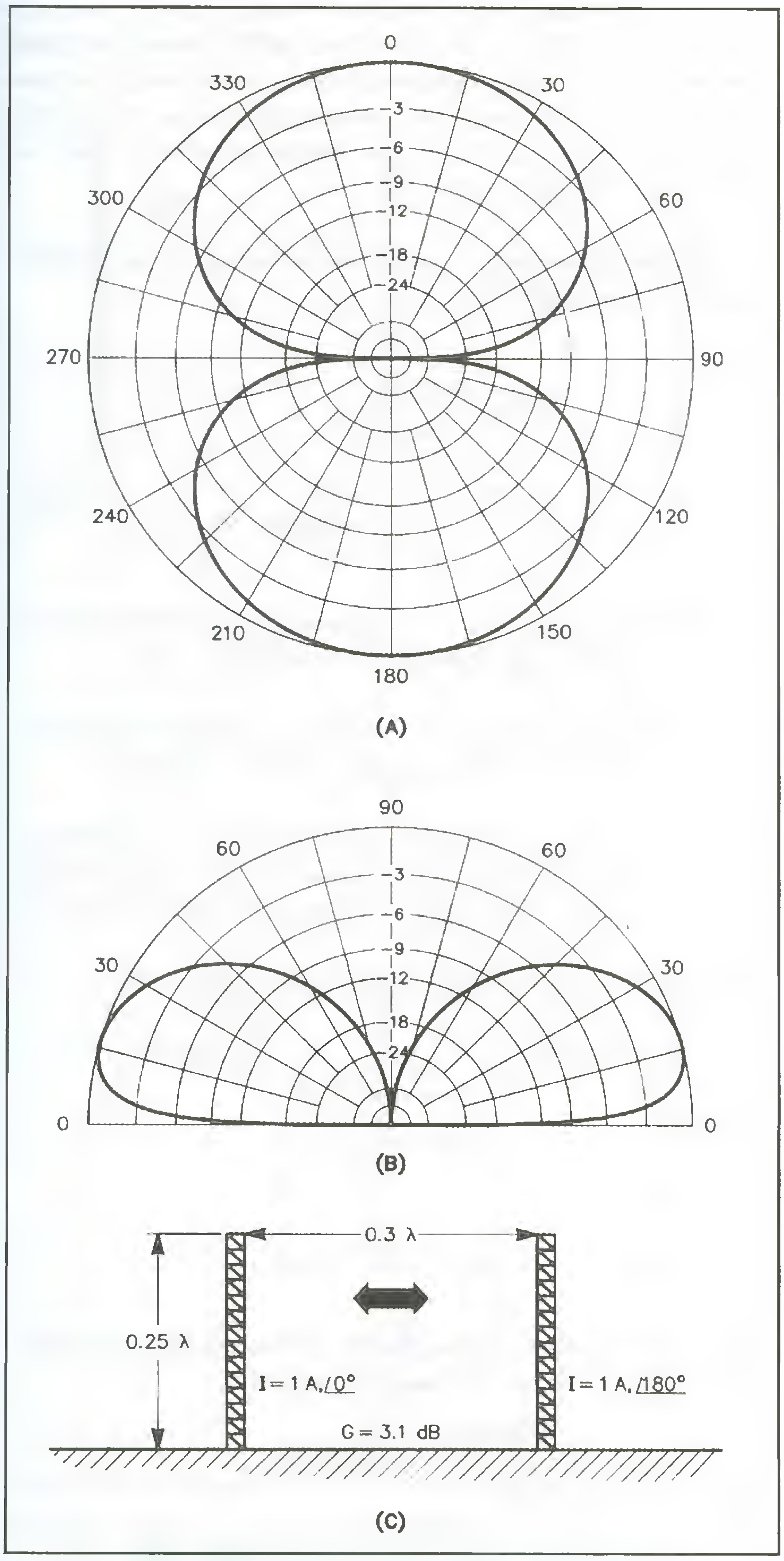


Рис.11.45. Диаграммы направленности 2-х элементной антенной решетки осевого излучения с уменьшенным расстоянием между элементами (0.3 λ), возбуждаемыми в противофазе.

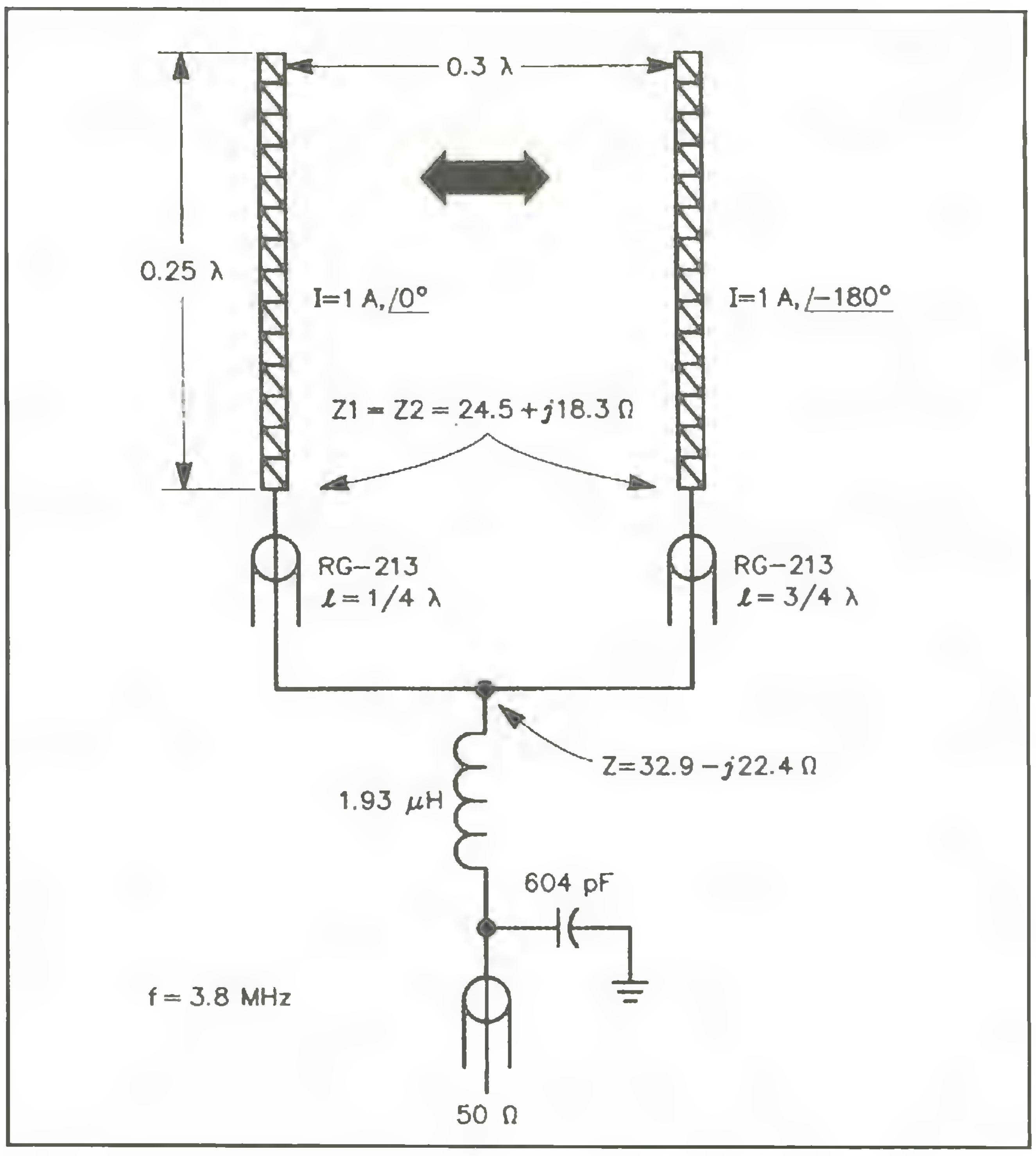


Рис.11.46. Метод возбуждения вынужденного тока для 2-х элементной антенной решетки осевого излучения, использующей уменьшенное расстояние между элементами (0.3λ), возбуждаемыми в противофазе. Уменьшенное расстояние позволяет использовать линии передачи длиной ¼λ.

Общее сопротивление может быть рассчитано при помощи модуля программного обеспечения T – JUNCTION.

Входное сопротивление для этой антенной решетки получается 32.9 – j22.4Ом. Для согласования этого сопротивления с линией 50 Ом может быть сконструирована L – цепь. Система возбуждения показана на рис.11.46.

4.6. Трехэлементная антенная решетка осевого излучения с расстоянием ¼λ между квадратурно возбуждаемыми элементами.

Очень эффективна 3-х элементная антенная решетка осевого излучения с четвертьволновым расстоянием и сдвигом фаз 90° между соседними элементами. На центральный элемент подается ток в два раза больший, чем на два других.

Характеристики антенной решетки:

Количество элементов: 3.

Расстояние между элементами: 0.25λ.

Токи возбуждения:
I1 = 1 A, ∠-90°, I2 = 2 A, ∠0°, I3 = 1 A, ∠90°

Усиление: 4.1 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 142°.

Излучение: однонаправленное, осевое.

Взаимные сопротивления (приближенные значения):

Z(12) = 15 – j15 Ом.

Z(13) = -9 – j13 Ом.

Z(23) = Z(12).

Входное сопротивление (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 76.1 + j51 Ом (-90°).

Z2 = 26.3 – j0.4 Ом.

Z3 = 15 – j22 Ом (+90°).

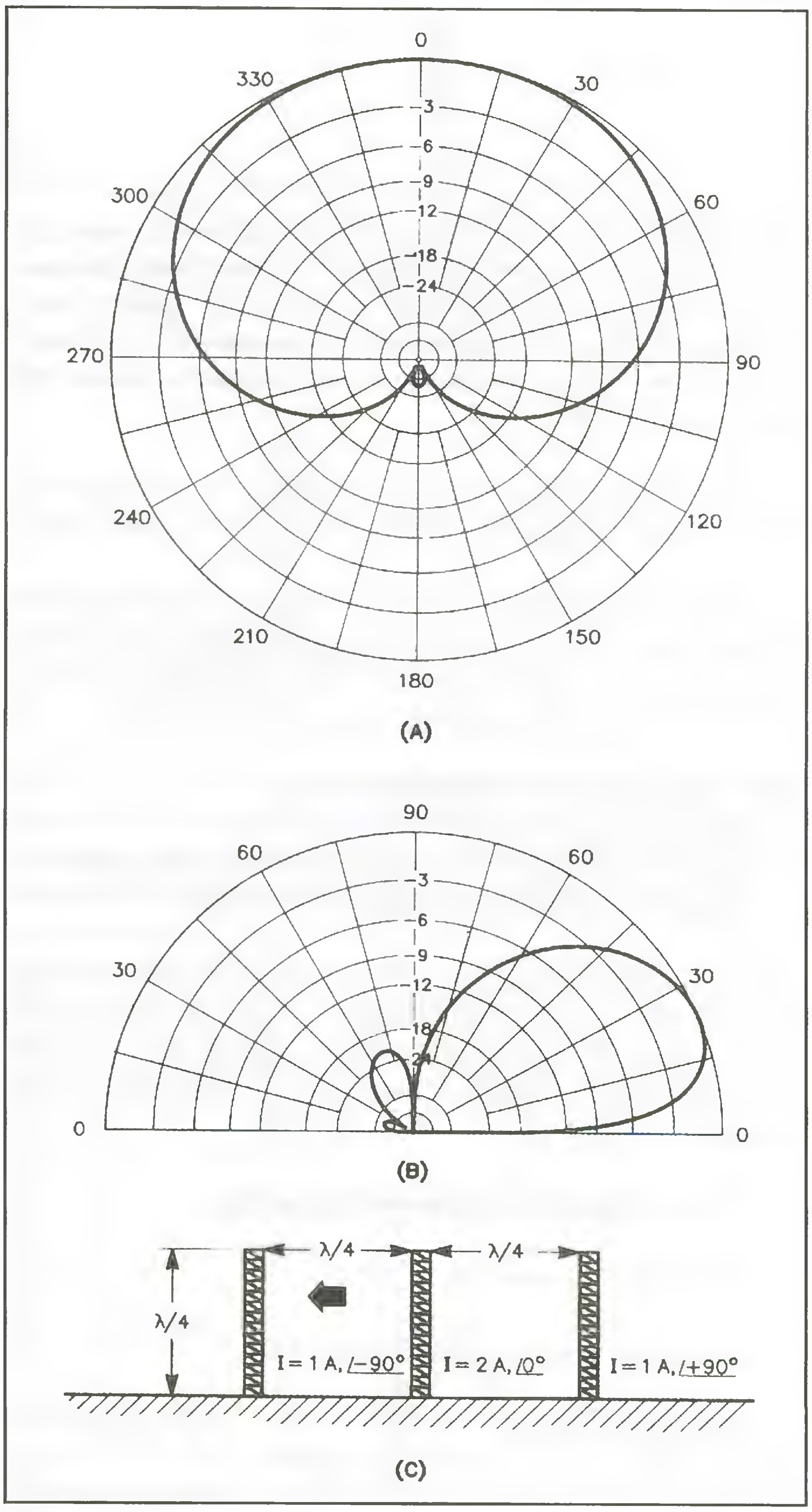


Рис.11.47. Диаграмма направленности 3-х элементной линейной антенной решетки, с элементами расположенными на расстоянии ¼λ друг от друга и в условиях квадратурного фазирования. Центральный элемент имеет ток в два раза больше, чем внешние элементы.

На рис.11.47 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Так как эта антенна возбуждается в квадратуре, то, очевидно, что методы Levallen или Collin являются логическими выборами для системы возбуждения. Также четвертьволновые линии могут использоваться, если антенная решетка не делается переключаемой. Если решетка делается переключаемой, то должны использоваться более длинные ¾λ линии передачи.

4.6.1. Система возбуждения Levallen.

На рис.11.48 показана схема возбуждения Levallen. Полуволновая линия идет от А к С, принимая во внимание сдвиг фазы между этими двумя точкам в 180°. В точке В требуется задержка на 90° относительно точки А, поэтому мы вставляем L – цепь между точками А и В. Однако, в этом случае элемент на конце линии передачи длиной ¾λ, идущей к точке В, нуждается в удвоенной амплитуде тока по сравнению с элементами А и С.

В этом случае могут быть применены следующие формулы из раздела 3.3.3.2:

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{k \times R},$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{X - (k \times R)},$$

где: R – активная часть сопротивления элемента антенны, возбуждаемого через L – цепь,

X – реактивная часть сопротивления элемента антенны, возбуждаемого через L – цепь,

k – отношение амплитуды тока элемента, возбуждаемого через L-цепь, к амплитуде токов возбуждения других элементов в антенной решетке.

Сопротивление центрального элемента равно:

Z = 26.3 – j0.4 Ом.

Отсюда:

R = 26.3

X = -j0.4

k = 2 (амплитуда тока в центре антенны в два раза больше амплитуды токов внешних элементов).

$$X_S = \frac{2500}{2 \times 26.3} = -j47.5 Ом,$$

$$X_P = \frac{2500}{[-0.4 - (2 \times 26.3)]} = -j47.2 Ом.$$

для частоты 3.8 МГц значения элементов будут равны:

Параллельный конденсатор =

$$= \frac{10^6}{2\times\pi\times f\times 47.2} = 888 n\Phi,$$

последовательная индуктивность =

$$= \frac{47.5}{2\times\pi\times f} = 1.99 мкГн.$$

Расчет сопротивления антенной решетки.

Сопротивление на конце линии передачи длиной ¾λ может быть рассчитано при помощи программного модуля COAX TRANSFORMER (все элементы возбуждаются 50 Ом коаксиальным кабелем RG-213 с потерями 0.35 дБ/100 футов на частоте 3.8 МГц):

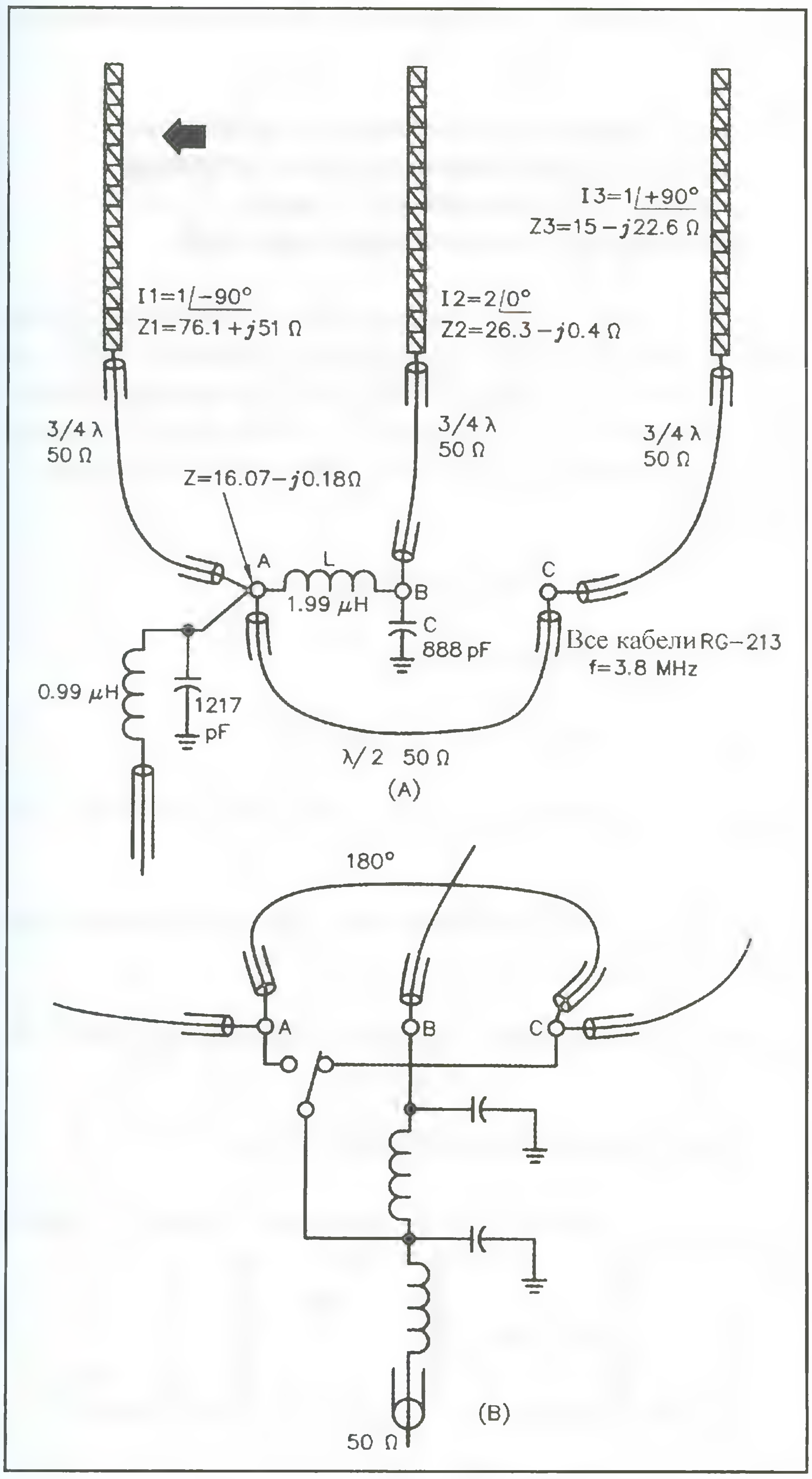


Рис.11.48. На А – специальный случай, где L – цепь Levallen используется для возбуждения элемента, амплитуда тока в котором отличается от токов в других элементах антенной решетки. Детальное описание смотри в тексте. На В – переключатель направления, подходящий для этой системы. Используется однополюсное реле на два направления.

Элемент 1 возбуждается 50 Ом кабелем 270° (длиной ¾λ):

Z1′ = 24.9 –j14.6Ом.

E1′ = 54.06 В, ∠-177.21°

Элемент 2 возбуждается 50 Ом кабелем 270° (длиной ¾λ):

Z2′ = 88.9 + j1.2 Ом.

E2′ = 102.85 В, ∠-90.02°

Третий элемент возбуждается 50 Ом дополнительным кабелем 180°; общая длина линии 450°:

Z3′ = 58.5 +j63.5 Ом.

E3′ = 52.5 В, ∠-177.8°

Концы линий передачи к элементам 1 и 3 могут быть соединены в точке А. (За исключением некоторого влияния потерь в кабеле напряжения на концах этих кабелей одинаковы). Их параллельное сопротивление равно:

Z(1,3) = 25.01 –j5.9 Ом.

Сопротивление на конце линии передачи к центральному элементу (2) равно Z2′ = 88.9 + j1.2 Ом. В точке В это сопротивление шунтируется реактивностью – j47.2 Ом. Их совместное сопротивление равно Z′(B) = 19.77 – j36.97 Ом. В этой точке мы имеем последовательную индуктивную реактивность j47.5 Ом, которое изменяет сопротивление на другой стороне индуктивности в Z″(B) = 19.77 + j10.53 Ом. В этой точке это сопротивление соединено параллельно с сопротивлением Z(1,3) = 25.01 –j5.9 Ом. Окончательное сопротивление антенной решетки станет равным:

$$Z_{array} = 2.63 + j1.97 Ом.$$

Это сопротивление может быть согласовано с 50 Ом линией передачи при помощи L – цепи (смотри рис.11.49).

4.6.2. Система возбуждения Collin.

В случае гибридной системы возбуждения Collin, если нам необходим удвоенный ток в одном из элементов антенной решетки, все, что нам надо сделать, это сделать коаксиальный кабель к этому элементу с половинным волновым сопротивлением, по сравнению с коаксиальными кабелями других элементов. Другими словами, линия передачи к центральному элементу должна состоять из двух параллельно соединенных линий передачи, как показано на рис.11.49.

Мы рассчитали сопротивления на концах линий передачи идущих к внешним элементам (длиной 270° и 450°) Z1′ и Z3′ в разделе 4.6.1.

Трансформированные характеристики для центрального элемента (теперь возбуждаемого линией 25 Ом длиной 270°) равны:

Z2′ = 23.8 + j0.3Ом.

E2′ = 51.4 В, ∠-90°

Сопротивление параллельно соединенных линий передачи к элементам 1 и 3 было рассчитано в разделе 4.6.1:

Z(1,3) = 25.01 –j5.9 Ом.

Сопротивление на конце двух параллельных линий передачи 50 Ом к элементу 2 равно:

Z2′ = 23.8 + j0.3Ом.

Заметим, что оба сопротивления приводят к очень низкому значению КСВ для 25 Ом системы. Характеристики ответвителя будут очень хорошими, если разработать гибридный ответвитель с номинальным значением сопротивления 25 Ом.

Значения элементов ответвителя следующие (см. раздел 3.3.5):

$$X_{L1} = X_{L2} = 25 Ом (сопротивление\ системы),$$

$$X_{C1} = X_{C2} = 2 \times 25 = 50 Ом.$$

Для частоты 3.65 МГц значения элементов равны:

$$L1 = L2 = \frac{X_L}{2 \times \pi \times f} = \frac{25}{2 \times \pi \times 3.65} = 1.09 мкГн,$$

$$C1 = C2 = \frac{10^6}{2 \times \pi \times f \times X_C} =$$

$$= \frac{10^6}{2 \times \pi \times 3.65 \times 50} = 872 пФ.$$

для 160 метров эти значения должны быть удвоены. На рис.11.49 показана возбуждающая система для антенной решетки.

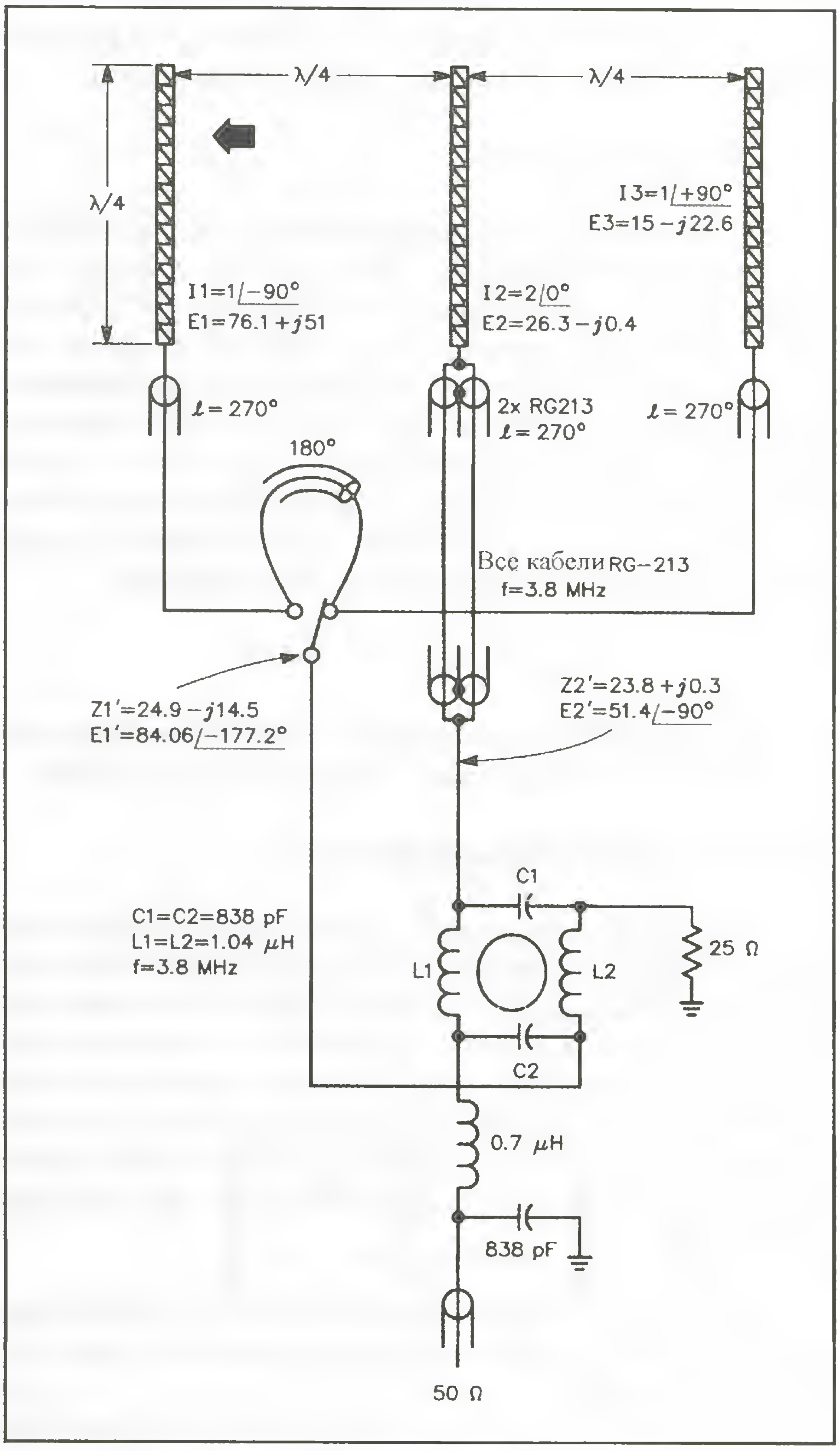


Рис.11.49. Метод возбуждения Collin для 3-х элементной линейной антенной решетки осевого излучения. Переключение направления очень простое и требуется только однополюсное реле на два направления.

4.7. 3-х элементная антенная решетка осевого излучения с расстоянием между элементами ¼λ и не квадратурным возбуждением.

A. Christman, K3LC (бывший KB8I), опубликовал схему 3 - х элементной линейной антенной решетки [963] с не квадратурным распределением тока, что приводит к большему усилению и отношению F/B по сравнению с квадратурно возбуждаемой антенной решеткой, описанной в разделе 4.6.

Характеристик и антенной решетки:

Количество элементов: 3.

Расстояние между элементами: 0.25λ.

Токи возбуждения: I1 = 1 A, ∠-116°, I2 = 2 A, ∠0°, I3 = 1 A, ∠117°

Усиление: 5.2 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 114°.

Излучение: однонаправленное, осевое.

Входное сопротивление (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 42.3 + j61.5 Ом (-116°).

Z2 = 28 + j6.3 Ом.

Z3 = 9.6 – j17 Ом (+117°).

На рис.11.50 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Поскольку это не квадратурно возбуждаемая антенная решетка, очевидно, она не может быть возбуждена используя методы Collin или Levallen.

Рассчитаем модифицированный метод Christman и систему вынужденного тока (систему возбуждения модифицированный метод Levallen).

4.7.1. Модифицированная система возбуждения Christman.

Первоначально разработаем возбуждающую систему, используя модифицированный метод Christman (раздел 3.3.2). Используем программный модуль VOLTAGE ALONG FEED LINES и посмотрим, сможем ли мы найти точки в трех линиях, в которых напряжения равны. Не забудьте задать потери в кабеле на длину волны (а не как обычно дБ на 100 футов!). Такие точки могут быть найдены для линий к элементу 1 и элементу 2, как следует ниже.

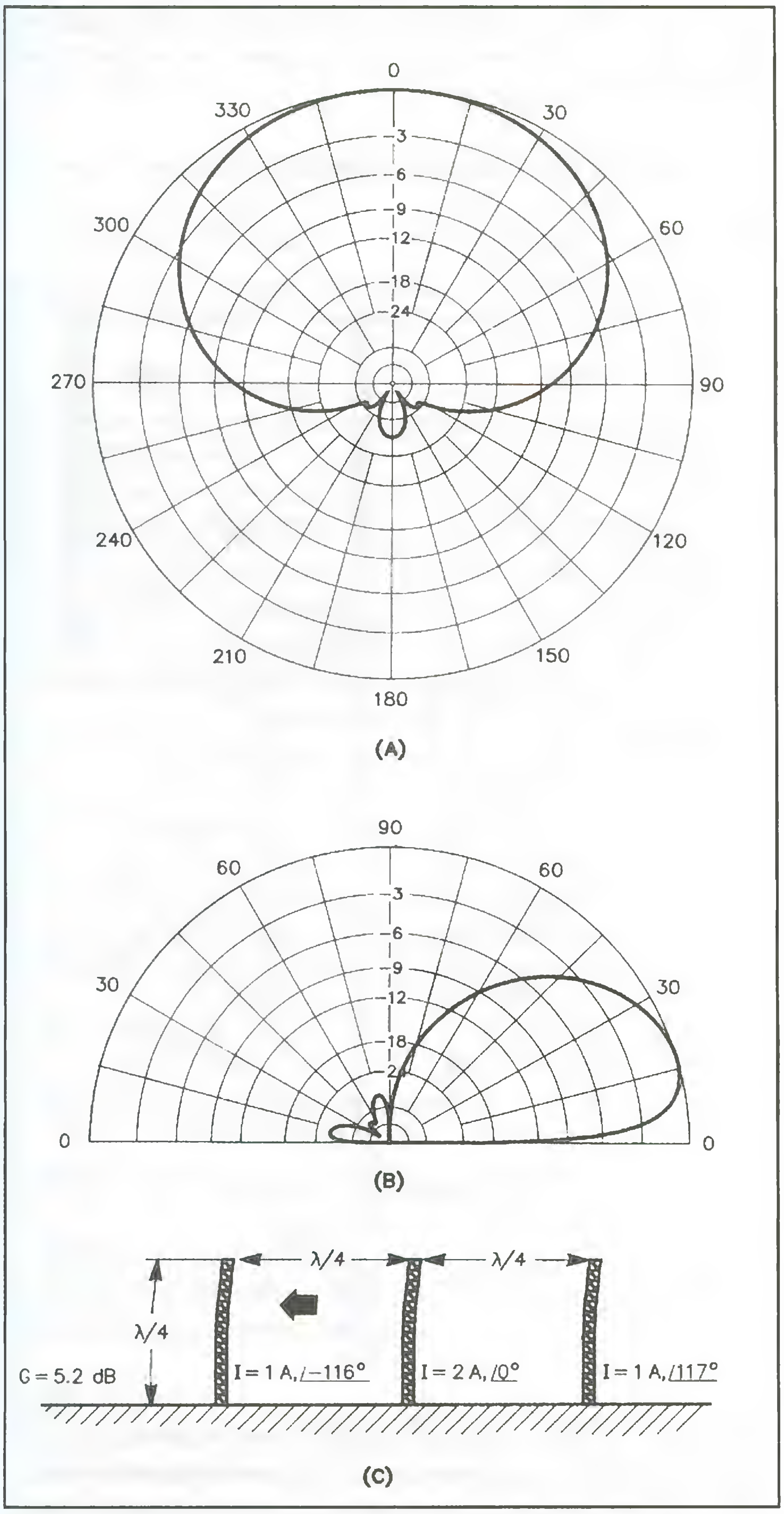


Рис.11.50. Диаграммы направленности 3-х элементной линейной антенной решетки с расстоянием между излучателями ¼λ и оптимизированными фазовыми углами (по Christman). Заметим большее отношение F/B для больших углов излучения по сравнению с квадратурно возбуждаемой антенной решеткой ни Рис.11.47.

В линии 1 на расстоянии 304.5° от нагрузки:

E1′ = 29.8 В, ∠-132.4°

Z1′ = 16.8 + j2.15 Ом.

В линии 3 на расстоянии 167° от нагрузки:

E2′ = 29.9 В, ∠-131.8°

Z2′ = 13.95 – j29.9 Ом.

Заметим, что из данных программы, длина линии 1 очень критична! Для всех практических случаев мы можем рассматривать эти значения как идентичные. Это означает, что мы можем соединять концы этих линий передачи 50 Ом вместе. Я проверил линии передачи с несколькими сопротивлениями (25 Ом, 50 Ом, 75 Ом), но не нашел точки на линии передачи к центральному элементу, в которой имелось бы то же самое напряжение.

Решение, которое может быть использовано, это L – цепь (см. систему Geyrke, раздел 3.3.5). При помощи программного модуля SERIES/SHUNT INPUT L – NETWORK ITERATION мы сможем разработать L – цепь, которая трансформирует сопротивление на входе центрального элемента (Z2 = 28 + j6.3 Ом) так, чтобы амплитуда напряжения на входе этой цепи (при активном выходном сопротивлении) была равна 29.9 В. Есть два решения этой задачи.

Решение 1:

X_S = j29.9 Ом (1.25 мкГн на частоте 3.8 МГц).

X_P = j20.8 Ом (0.87 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Z_{in} = 8 Ом

E_{in} = 29.9 В, ∠45.9°

Решение 2:

X_S = j13.1 Ом (0.55 мкГн на частоте 3.8 МГц).

X_P = – j15.8 Ом (2652 пФ на частоте 3.8 МГц).

Z_{in} = 8 Ом

E_{in} = 29.9 В, ∠71.2°

Теперь, чтобы напряжение было правильным, нам необходимо изменить фазу до -132.5°. Возьмем первое решение.

Используем Т- или П-цепь с постоянным сопротивлением, чтобы сделать фазовращатель. Программный модуль LINE STRETCHER (PI OR T) выполнит этот расчет за секунды. Возьмем П цепь. Решение следующее:

Z_{filter}: 8 Ом

Входной фазовый угол напряжения: -132.5°.

Выходной фазовый угол напряжения: -45.9°.

X_S = -j8 Ом (5244 пФ на частоте 3.8 МГц).

X_P = j8.5 Ом (0.36 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Окончательная схема показана на Рис.11.51. Входное сопротивление антенной решетки определяется параллельным соединением трех сопротивлений:

Z1 = 16.8 + j2.15 Ом.

Z2 = 8 Ом.

Z3 = 13.95 – j29.9 Ом.

Соединенные параллельно, эти три сопротивления дают сопротивление Z_{array} = 5.0 - j0.5 Ом – Это очень низкое значение. Очень большие токи будут протекать в элементах цепей, таким образом, при конструировании должна быть проявлена особая осторожность. Логическим выбором для согласования этого сопротивления с линией передачи представляется L – цепь.

Хочу сделать некоторые комментарии к этому решению. Чтобы иметь возможность получения удвоенного тока в центральном элементе (по сравнению с током в крайних элементах), получили очень низкие значения сопротивлений. Это происходит потому, что начальные сопротивления на концах двух линий передачи уже очень низкие (16.8 + j2.15 Ом, 13.95 – j29.9 Ом). Результатом этого являются очень низкие сопротивления элементов фазирующей цепи. Если все же вы будете конструировать подобную систему, я должен строго предупредить вас уделить особое внимание выполнению фазирующей цепи, поскольку при большой мощности в ней будут циркулировать чрезвычайно большие токи.

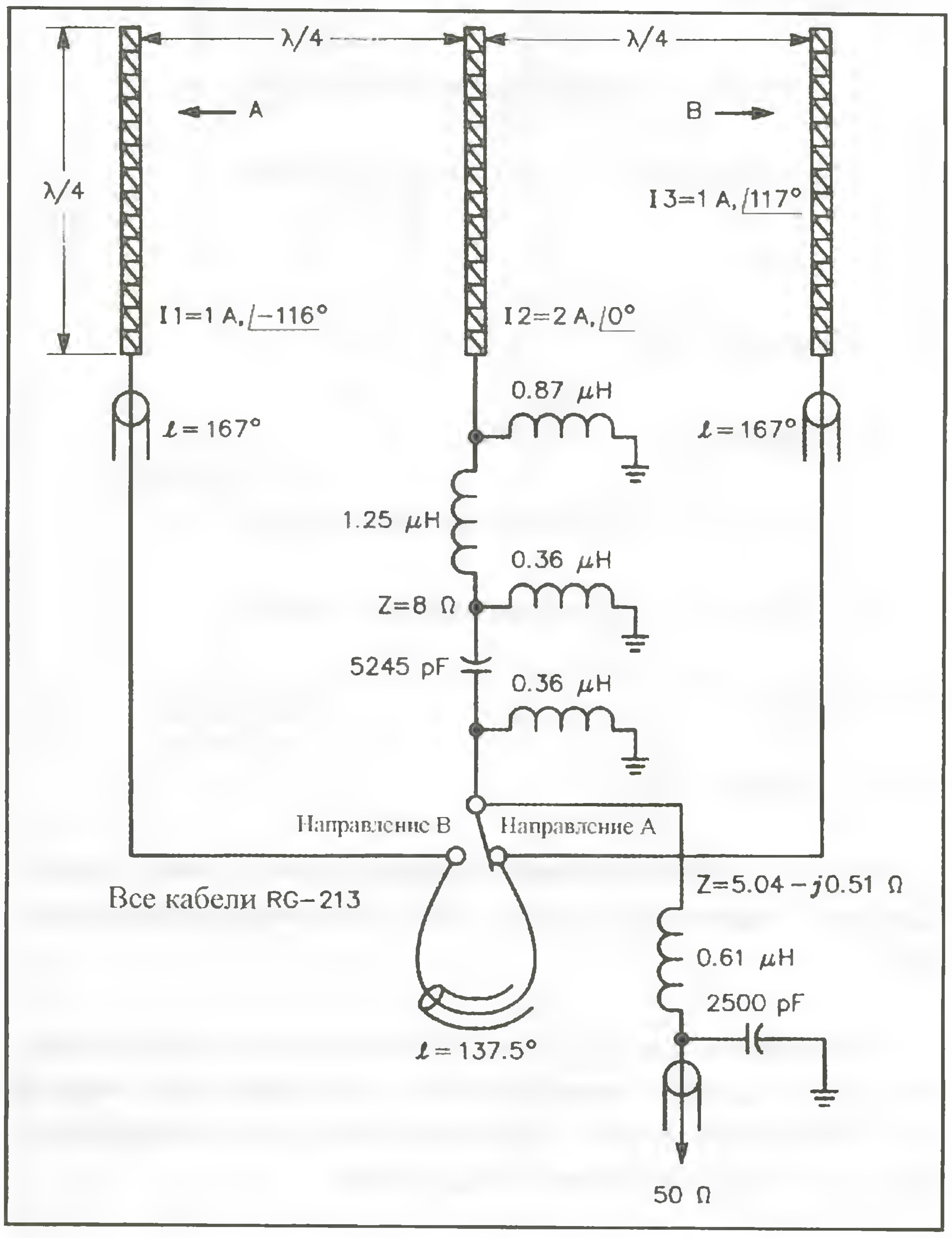

λ/4
λ/4
A
B
λ/4
I3=1 A, /117°
I1=1 A, /–116°
I2=2 A, /0°
0.87 µH
ℓ = 167°
ℓ = 167°
1.25 µH
0.36 µH
Z=8 Ω
5245 pF
0.36 µH
Направление B
Направление A
Все кабели RG–213
Z=5.04 – j0.51 Ω
0.61 µH
2500 pF
ℓ = 137.5°
50 Ω

Рис.11.51. Модифицированный метод возбуждения Christman для 3-х элементной линейной антенной решетки осевого излучения (с расстоянием между излучателями ¼λ) и с оптимизированными фазовыми углами токов. Детальное описание в тексте.

4.7.2. Система вынужденного тока.

Мы можем сделать линии передачи длиной ¾λ от внешних элементов до нашего блока переключения и линию длиной ¼λ, состоящую из двух параллельных кабелей 50 Ом от центрального элемента. Такая комбинация гарантирует нам «вынужденный ток». Амплитуда напряжений на концах трех линий передачи должна быть одинаковой (50 В). Все, что нужно нам сделать, это использовать удлинитель линии с постоянным сопротивлением, чтобы получить правильный фазовый угол.

Входные сопротивления элементов равны:

Z1 = 42.3 + j61.5 Ом (-116°).

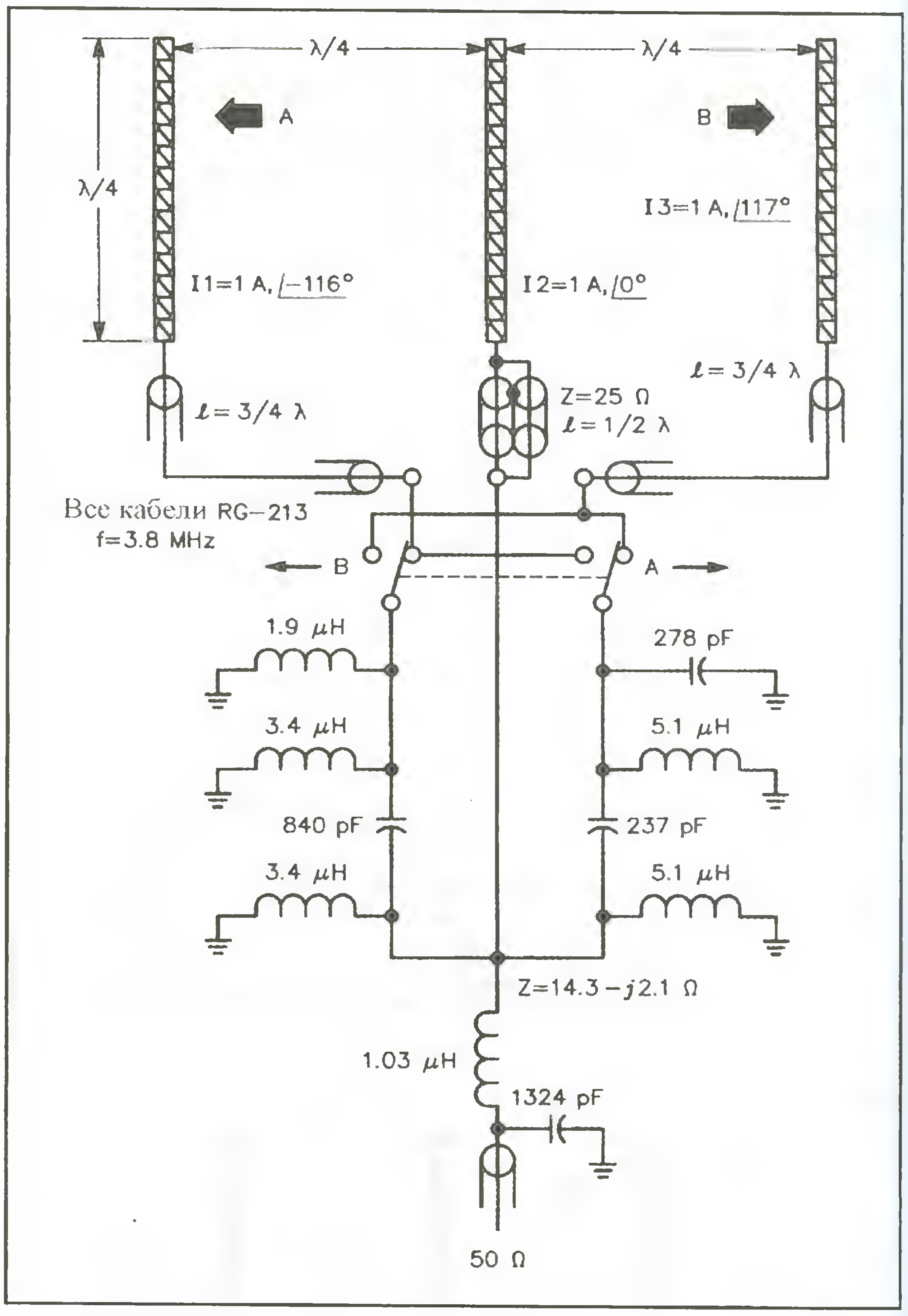

λ/4
λ/4
A
B
λ/4
I3=1 A, /117°
I1=1 A, /–116°
I2=1 A, /0°
ℓ = 3/4 λ
Z=25 Ω
ℓ = 1/2 λ
ℓ = 3/4 λ
Все кабели RG–213
f=3.8 MHz
B
A
1.9 µH
278 pF
3.4 µH
5.1 µH
840 pF
237 pF
3.4 µH
5.1 µH
Z=14.3 – j2.1 Ω
1.03 µH
1324 pF
50 Ω

Рис.11.52. Система возбуждения вынужденного тока для трех элементной линейной антенной решетки осевого излучения (расстояние между элементами ¼ λ) при оптимизированных углах токов возбуждения. Эта система требует применения двухполюсного реле на два направления для переключения направления излучения, но, те не менее, более предпочтительна по сравнению со схемой на Рис.11.51. Детальное описание смотри в тексте.

Z2 = 28 + j6.3 Ом.

Z3 = 9.6 – j17 Ом (+117°).

Сопротивления на концах линий передачи, рассчитаны при помощи программного модуля COAXIAL TRANSFORMER/SMITH CHART.

Линия передачи 50 Ом длиной 270° к элементу 1:

Z1' = 21.9 - j26. 5 Ом.

E1' = 52.35 В, ∠157,5°

Линия передачи 25 Ом длиной 90° к элементу 2:

Z2' = 21.3 – j4.7 Ом.

E2' = 50.5 В, ∠90.12°

Линия передачи 50 Ом длиной 270° к элементу 3:

Z3' = 72.5 + j95.3Ом.

E3' = 50.6 В, ∠-153°

Будем считать центральный элемент (№2) опорным и установим фазовые углы напряжений на концах линий передачи к элементам 1 и 3 относительно фазового угла четвертьволновой линии передачи к центральному элементу. Это можно сделать при помощи удлинителей линии с постоянным сопротивлением. Первоначально мы должны исключить реактивную часть сопротивления добавлением параллельного сопротивления, используя программный модуль SHUNT/SERIES IMPEDANCE NETWORK.

Линия к элементу 1:

Было сопротивление Z1' = 21.9 - j26. 5 Ом.

Добавляя параллельную реактивность j44.6 Ом (катушка 1.9 мкГн на частоте 3.8 МГц), получаем чисто активное сопротивление. Теперь сопротивление равно:

Z1'' = 54 Ом.

Линия к элементу 3:

Было сопротивление Z3' = 72.5 + j95.3 Ом.

Добавляя параллельную реактивность –j155.5 Ом (конденсатор 278 пФ на частоте 3.8 МГц), получаем чисто активное сопротивление. Теперь сопротивление равно:

Z3'' = 198 Ом.

Теперь разработаем П – удлинитель линии (Т – тип также возможен), используя программный модуль LINE STRETCHER (PI or T):

Удлинитель линии к элементу 1:

Сопротивление 54 Ом.

Фазовый угол входного напряжения: 90.12°.

Фазовый угол выходного напряжения: 157.5°.

$X_S = -j49.8$ Ом (849 пФ на частоте 3.8 МГц).

$X_P = j81$ Ом (3.4 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Удлинитель линии к элементу 3:

Сопротивление 198 Ом.

Фазовый угол входного напряжения: 90.12°.

Фазовый угол выходного напряжения: -153°.

$X_S = -j177$ Ом (237 пФ на частоте 3.8 МГц).

$X_P = j121.6$ Ом (5.1 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Выходы удлинителей линий и линия к элементу 2 теперь могут быть соединены параллельно, поскольку напряжения равны. В этой точке соединяются параллельно следующие сопротивления:

Z1'' = 54 Ом.

Z2' = 21.3 – j4.7 Ом.

Z3'' = 198 Ом.

Результирующее сопротивление является входным сопротивлением антенной решетки (рассчитано при помощи модуля PARALLEL IMPEDANCES):

$Z_{array} = 14.3 - j2.1$ Ом

Подходящая L – цепь обеспечит КСВ = 1 в линии передачи 50 Ом. Эта система возбуждения показана на Рис.11.52. При сравнении этого решения с решением, описанным в разделе 4.7.1, ясно, что это решение значительно лучше. Значения элементов более «нормальные», поскольку используются «нормальные» сопротивления. Очевидно, что эта возбуждающая система является лучшим выбором.

4.8. 3-х элементная антенная решетка осевого излучения с расстоянием между излучателями 1/8 λ и не квадратурным возбуждением.

Другая конструкция A. Christman, K3LC (бывший KB8I), использует три элемента вдоль линии на расстоянии 1/8 λ для получения хорошего отношения F/B и усиления по сравнению с антенной решеткой при расстоянии между элементами ¼λ.

Характеристики антенной решетки:

Количество элементов: 3.

Расстояние между элементами: 0.125λ.

Токи возбуждения: I1 = 1 A, ∠–149°, I2 = 2 A, ∠0°,
I3 = 1 A, 146°

Усиление: 4.1 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 94°.

Излучение: однонаправленное, осевое.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 4.6 + j19 Ом (-149°).

Z2 = 12 + j1.6 Ом.

Z3 = -19 + j13.4 Ом (+146°).

На рис.11.53 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

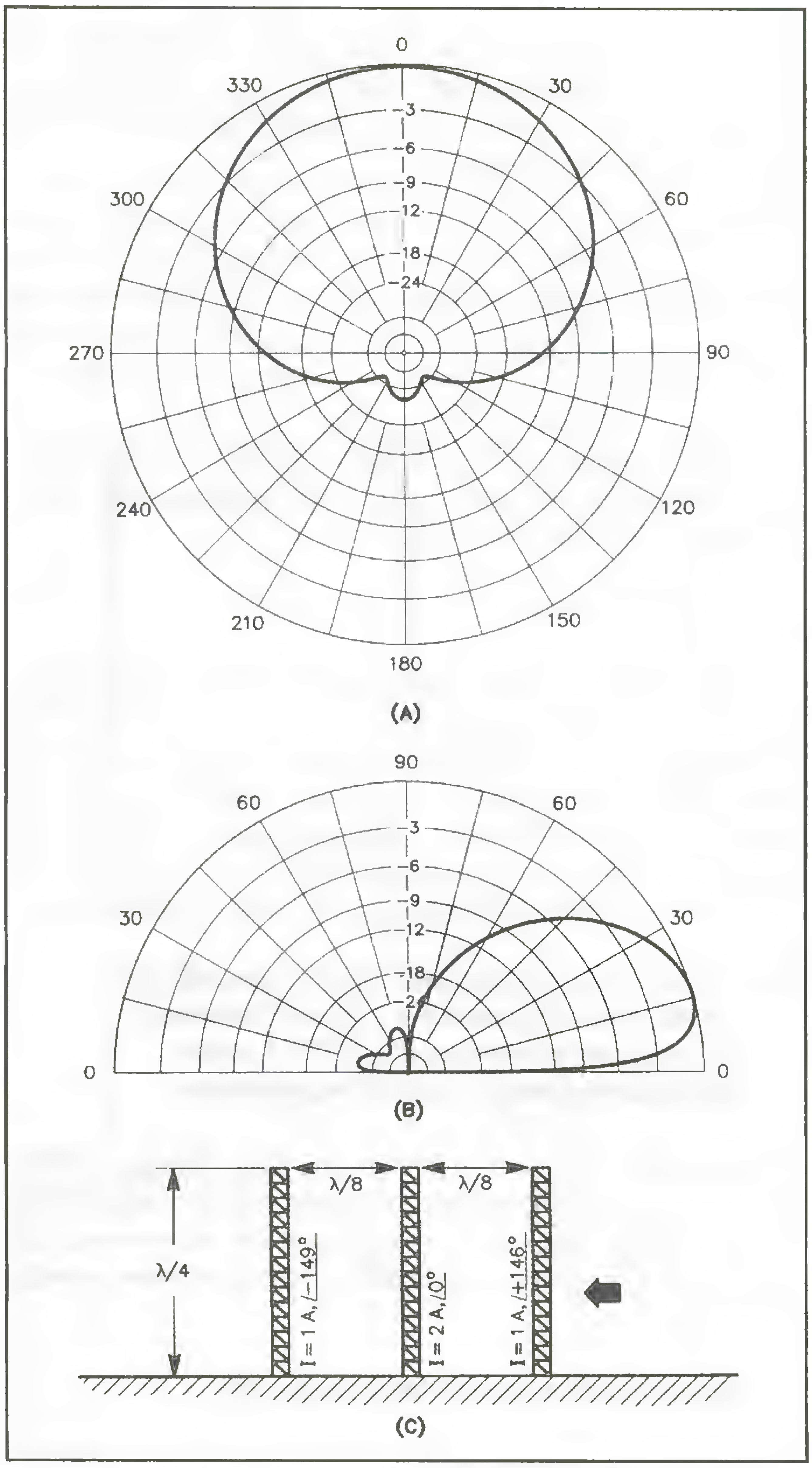


Рис.11.53. Диаграммы направленности 3-х элементной линейной антенной решетки осевого излучения с расстоянием между элементами 1/8 λ и оптимальным распределением фазовых углов токов возбуждения (-149, 0 и +147).

Принимая во внимание очень маленькие сопротивления, связанные с расстоянием между элементами, равным 1/8 λ, весьма рекомендую использовать возбуждающую систему «вынужденного тока», поскольку эта система более терпима к изменению сопротивлений отдельных элементов, чем другие системы. Замечу отрицательное сопротивление третьего элемента, что означает, что этот элемент фактически возвращает ток в эту систему.

4.8.1. Возбуждающая система вынужденного тока.

Мы можем сделать линии передачи длиной ¼λ от внешних элементов к блоку переключения и линию передачи из параллельных кабелей 50 Ом длиной ¼λ от центрального элемента. Такая схема гарантирует нам «вынужденный ток». амплитуды напряжений на концах трех линий должны быть одинаковыми (50 В). Все, что мы должны затем сделать, это использовать удлинители линий с постоянными сопротивлениями, чтобы получить правильные фазовые углы.

Входные сопротивления элементов равны:

Z1 = 4.6 + j19 Ом (-149°).

Z2 = 12 + j1.6 Ом.

Z3 = -19 + j13.4 Ом (+146°).

Сопротивления на концах линий передачи, рассчитанные при помощи программного модуля COAXIAL TRANSFORMER/SMITH CHART.

Линия передачи 50 Ом длиной 90° к элементу 1:

Z1′ = 35.7 – j121. 5 Ом.

E1′ = 50.1 В, ∠-50.6°

Линия передачи 25 Ом длиной 90° к элементу 2:

Z2′ = 50.5 – j6.6 Ом.

E2′ = 50.2 В, ∠90.3°

Линия передачи 50 Ом длиной 90° к элементу 3:

Z3′ = -88.3 – j65.8Ом.

E3′ = 49.7 В, ∠-123°

Методология описана в разделе 4.7.2.

Линия к элементу 1:

Было сопротивление Z1′ = 35.7 – j121. 5 Ом.

Добавляя параллельную реактивность j132Ом (катушка 5.53 мкГн на частоте 3.8 МГц), получаем чисто активное сопротивление. Теперь сопротивление равно:

Z1″ = 449 Ом.

Линия к элементу 3:

Было сопротивление Z3' = -88.3 – j65.8Ом.

Добавляя параллельную реактивность +j184 Ом (катушка 7.7 мкГн на частоте 3.8 МГц), получаем чисто активное сопротивление. Теперь сопротивление равно:

Z3'' = -137.1 Ом.

Теперь разработаем П-удлинитель линии, используя программный модуль LINE STRETCHER:

Удлинитель линии к элементу 1:

Сопротивление 449 Ом.

Фазовый угол входного напряжения: 90.03°.

Фазовый угол выходного напряжения: -50.6°.

$X_S = -j285$ Ом (147 пФ на частоте 3.8 МГц).

$X_P = j161$ Ом (6.7 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Удлинитель линии к элементу 3:

Сопротивление -137.1 Ом.

Фазовый угол входного напряжения: 90.3°.

Фазовый угол выходного напряжения: -123.7° = +236.3°.

$X_S = j110$ Ом (катушка 4.6 мкГн на частоте 3.8 МГц).

$X_P = -j60$ Ом (698 пФ на частоте 3.8 МГц).

Выходы удлинителей линий и линия к элементу 2 теперь могут быть соединены параллельно, поскольку напряжения равны. В этой точке соединяются параллельно следующие сопротивления:

Z1'' = 449 Ом.

Z2' = 50.5 – j6.6 Ом.

Z3'' = -137.1 Ом.

Опять -137.1 Ом означает, что ток будет протекать от антенны к соединению по третьей линии передачи. Третий элемент собирает ток от других элементов. Программное обеспечение NEW LOW BAND SOFTWARE хорошо справляется с отрицательными сопротивлениями.

Результирующее сопротивление является входным сопротивлением антенной решетки (рассчитано при помощи модуля PARALLEL IMPEDANCES):

$Z_{array} = 7.33 - j11.9$ Ом

Подходящая L – цепь обеспечит КСВ = 1 в линии передачи 50 Ом. Эта система возбуждения показана на Рис.11.54.

Восьмидесяти метровый 4-х элементный квадрат K9JF/7. вертикальные антенны используют приподнятую систему противовесов приблизительно 2 м над землей.

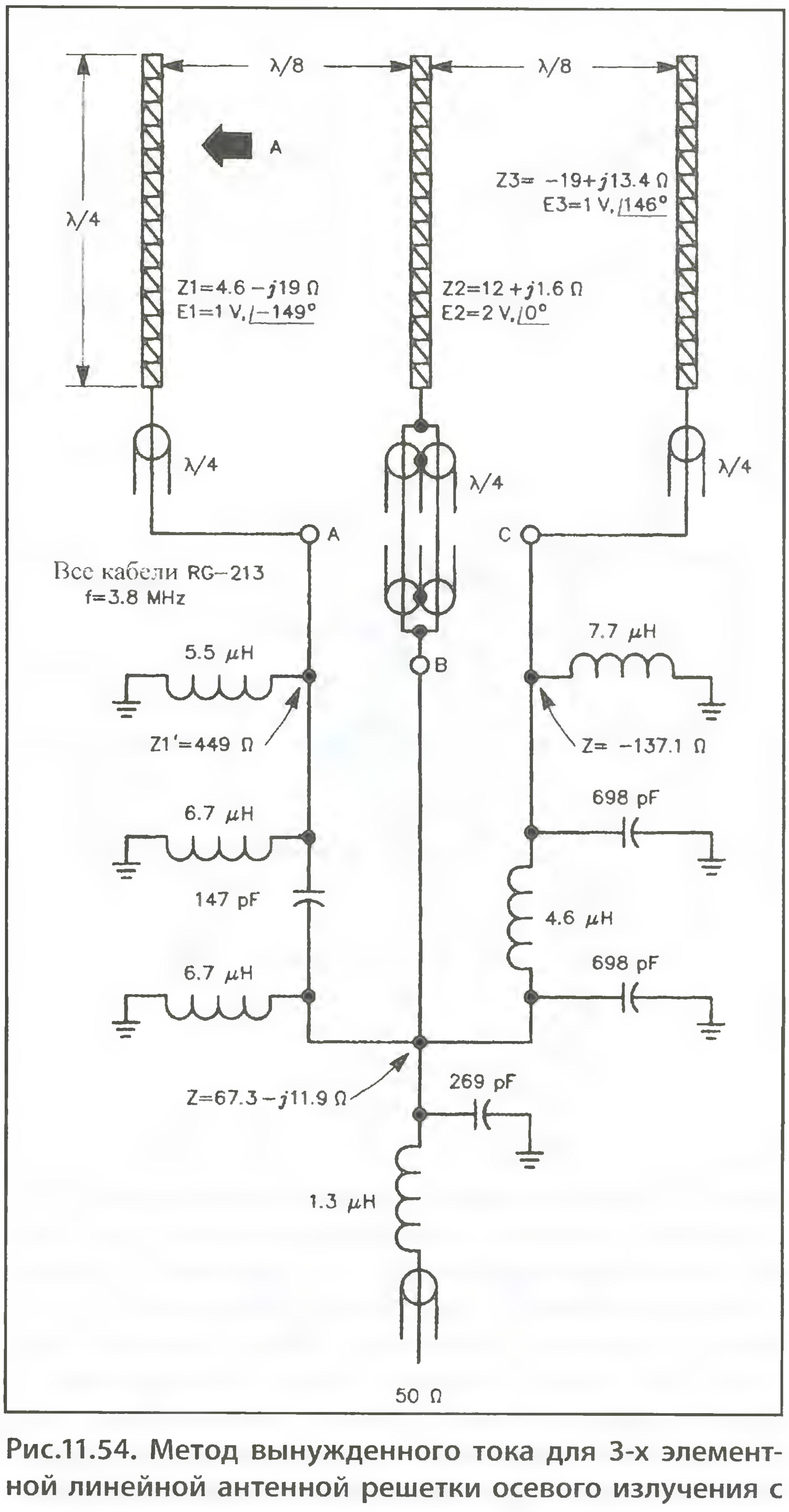
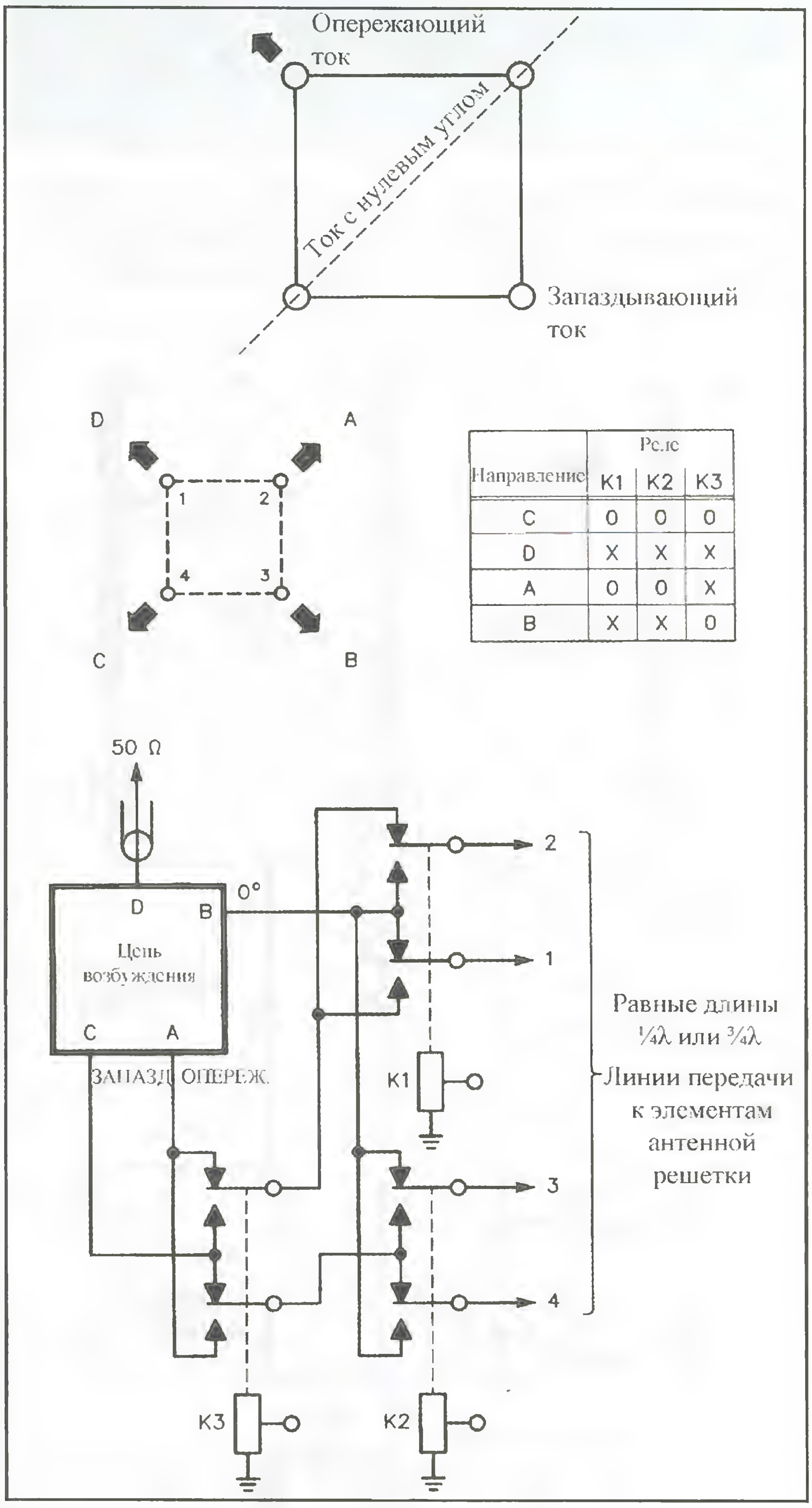


Рис.11.54. Метод вынужденного тока для 3-х элементной линейной антенной решетки осевого излучения с расстоянием между элементами 1/8 λ и оптимальным распределением фазовых углов токов возбуждения.

4.9. 4-х элементные квадратные антенные решетки.

В 1965 году D.Atchley, W1CF (затем W1HKK), описал две антенные решетки, смоделированные на компьютере, а затем построил и протестировал их с большим успехом [930, 941]. Хотя теоретические выгоды 4-х элементной квадратной антенной решетки были хорошо поняты, до их получения были развиты правильные методы возбуждения, которые гарантировали характеристики, равные описанным на бумаге.



Направление	Реле		
	K1	K2	K3
C	0	0	0
D	X	X	X
A	0	0	X
B	X	X	0

Рис.11.55. Универсальная система переключения направления, которая может быть использована в любой 4-х элементной квадратной антенной решетке. Условием использования схемы является возбуждение «центральных» элементов опорным (нулевой фазовый угол) током, переднего элемента током с запаздыванием фазы и заднего элемента током с опережением фазы. От переключающей схемы идут четыре линии равной длины (¼λ или ¾λ) к отдельным элементам. Длины и технические характеристики (сопротивление, тип) различны для каждого типа квадратной решетки.

4-х элементная квадратная антенная решетка может быть переключена в четыре направления. D.Atchley также разработал схему переключения, которая делает возможным переключение направления излучения антенной решетки с шагом 45°. Вторая конфигурация антенной решетки состоит из двух, расположенных рядом кардиоидных антенных решеток. Эта антенна детально рассматривается в разделе 4.10.3.

Однако, практические преимущества дополнительных направлений не кажутся заслуживающими усилий, необходимых для конструирования значительно более сложных систем возбуждения и переключения, поскольку основной лепесток диаграммы направленности такой широкий, что переключение с шагом 45° дает очень небольшую разницу. Очень важно принять во внимание, что более сложная система больше подвержена отказам.

4.9.1. Переключение диаграммы направленности для 4-х элементных квадратных антенных решеток.

На Рис.11.55 показана система переключения направления, которая может быть использована со всеми 4-х элементными квадратными решетками при условии, что два диагональных (центральных) элемента возбуждаются в фазе. «Передний» элемент (в направлении излучения) должен, конечно, возбуждаться с задержкой угла возбуждения, задний элемент с опережением угла возбуждения.

При конструировании возбуждающих систем индивидуальных антенных решеток я просто изображаю «черный ящик», содержащий систему возбуждения. «Ящик» имеет четыре зажима:

1). 50 Ом вход приемопередатчика.

2). Два выхода к центральным элементам (нулевой фазовый угол).

3). Выход к переднему элементу (с задержкой фазового угла).

4). Выход к заднему элементу (с опережением фазового угла).

Схема защиты, описанная в разделе 4.1.3, конечно может быть, , использована с этой 4-х элементной квадратной переключающей системой. Есть две логические линии: одна линия управляет K1 и K2, а другая управляет K3.

4.9.2. 4-х элементная квадратная антенная решетка с четвертьволновой стороной квадрата, возбуждаемая в квадратуре.

Характеристики антенной решетки:

Количество элементов: 4.

Размещение элементов: В вершинах квадрата со стороной 0.25λ.

Элементы 2 и 3 расположены по диагонали квадрата.

Токи возбуждения: I1 = 1 A, ∠-90°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1 A, ∠0°, I4 = 1 A, ∠+90°.

Усиление: 5.5 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 96°.

Излучение: однонаправленное.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 61.7 + j59.4 Ом (-90°).

Z2 = Z3 = 41 – j19.3 Ом.

Z4 = -0.4 - j15.4 Ом (+90°).

Эти значения сопротивлений были получены при помощи моделирования и могут незначительно отличаться от аналогичных значений, опубликованных другими авторами. На рис.11.56 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Четыре элемента антенны расположены в вершинах квадрата с расстоянием ¼λ между соседними элементами. Все элементы возбуждаются равными токами. Два центральных элемента возбуждаются с фазой 0° (опорная фаза), задний элемент с фазой 90° и передний элемент с фазой -90°. Направление максимального сигнала вдоль диагонали от заднего к переднему элементу (антенная решетка всегда излучает в направлении с запаздыванием фазы тока). Могут быть развиты несколько методов возбуждения. Я разработаю две системы, метод Levallen и метод Collin.

4.9.2.1. Метод возбуждения Levallen.

Модуль 2EL AND 4EL VERTICAL ARRAYS программного обеспечения NEW LOW BAND SOFTWARE является обучающей и инженерной программой, которая позволит вам шаг за шагом пройти все этапы конструирования 4-х элементной квадратной антенной решетки. Результаты, показанные этой программой будут незначительно отличаться от результатов приведенных здесь, поскольку в этой программе используются идеальные линии передачи (без потерь). Интересно, однако, сравнить значения из этого раздела со значениями программного обеспечения, чтобы оценить ошибку, вызванную использованием кабелей без потерь.

Восьмидесяти метровый 4-х элементный квадрат K7EM. Элементы сделаны из 4-х и 3-х дюймовых ирригационных труб. Конструкцию элементов смотрите в главе 9, раздел 6.1.1.

Сопротивления элементов равны:

Z1 = 61.7 + j59.4 Ом (элемент с фазой -90°).

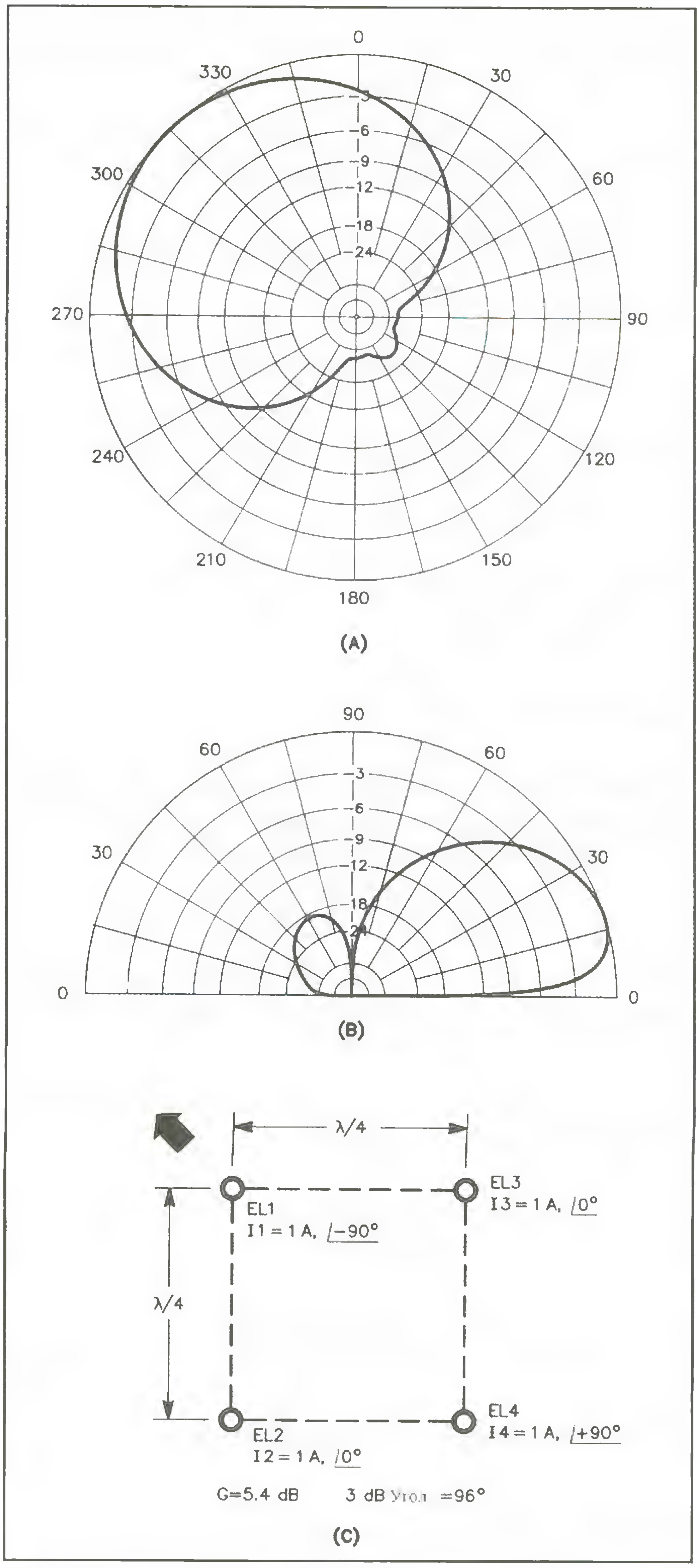


Рис.11.56. диаграммы направленности 4-х элементной квадратной антенной решетки с расстоянием между элементами ¼λ.

Z2 = Z3 = 43 – j19 Ом.

Z4 = -0.4 – j15Ом (элемент с фазой +90°).

Мы не сможем достичь центра антенной решетки с четвертьволновыми линиями передачи с коэффициентом укорочения 0.66 (твердый полиэтилен, например RG-213). Требуется кабель со вспененным диэлектриком RG-8. для расчетов я использовал коэффициент укорочения 0.79 и затухание 0.3 дБ/100 футов.

Используя программный модуль COAX TRANSFORMER/ SMITH CHART, могут быть рассчитаны напряжения, токи и сопротивления на концах четырех коаксиальных кабелей.

Линия передачи длиной 270° от элемента 1 (90°фазовый сдвиг плюс дополнительная 180°фазирующая линия):

Z1′ = 23.56 – j19.31 Ом.

E1′ = 53.43 В, ∠–176.62°

Линии передачи длиной 90° от элемента 2 и от элемента 3:

Z2′ = Z3′ = 50.37 + j22.45 Ом.

E2′ = E3′ = 50.73 В, ∠89.62°

Линия передачи длиной 90° от элемента 4:

Z4′ = -6.24 + j166.44 Ом.

E4′ = 50.00 В, ∠179.7°

Линии передачи к элементу 1 и к элементу 4 могут быть соединены параллельно (напряжения практически равны). Результирующее сопротивление равно:

$$Z_{total}(1,4) = 29.26 - j16.92 Ом.$$

Элементы L – цепи Levallen, обеспечивающей необходимый фазовый сдвиг напряжения в 90 °, могут быть легко рассчитаны (смотри раздел 3.3.3):

В этом случае мы можем применить формулу, пригодную для более, чем двух элементов:

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{\sum(R)},$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{[\sum(X) - \sum(R)]}.$$

Поскольку значения R и X одинаковы, то:

$\sum(R) = 2 \times R2$ при R2 = 41 Ом.

$\sum(X) = 2 \times X2$ при X2 = -j19 Ом.

R2 и X2 – реальная и мнимая части сопротивления элемента 2 (элемента с запаздыванием тока).

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{2 \times R2} = \frac{50^2}{2 \times 41} = 30.48 Ом.$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{2 \times (X2 - R2)} =$$

$$= \frac{50^2}{2 \times (-19 - 41)} = -j20.83 Ом.$$

Последовательный элемент (индуктивность): 1.28 мкГн на частоте 3.8 МГц.

Параллельный элемент (емкость): 2012 пФ.

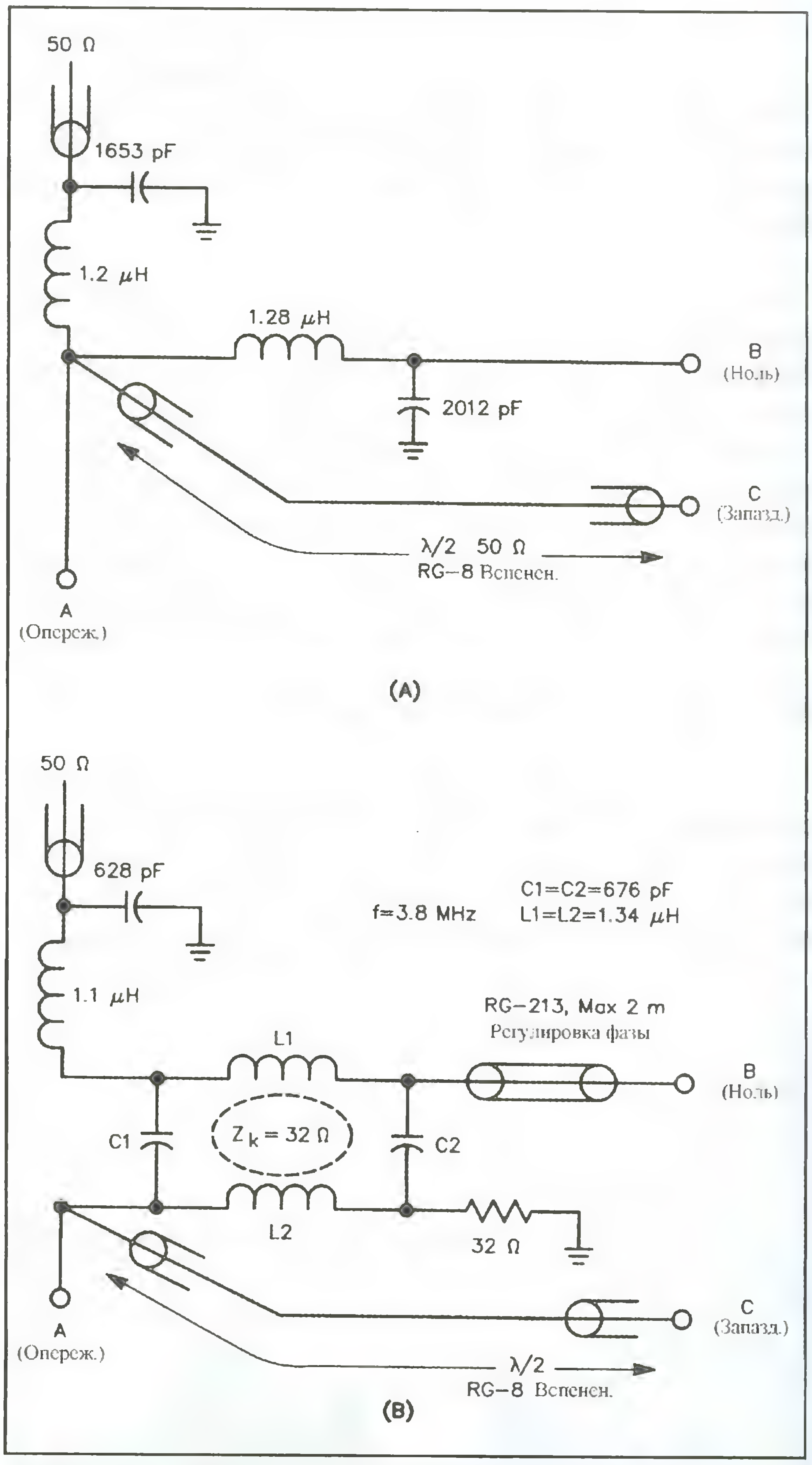


Рис.11.57. A – система возбуждения Levallen, B – система возбуждения Collin для 4-х элементной квадратной антенной решетки с расстоянием ¼λ между элементами. Маркировка схем возбуждения совпадает с маркировкой системы переключения направления, как показано на Рис.11.55.

Расчет общего входного сопротивления антенной решетки.

Линии передачи от элементов 2 и 3 соединены параллельно на выходе L – цепи. Их общее сопротивление равно:

$$Z_{total}(2{,}3) = 25.18 + j11.23 Ом.$$

Первоначально это сопротивление шунтируется емкостью с реактивностью -20.83 Ом. Используя модуль SHUNT IMPEDANSE NETWORK, рассчитаем результирующее сопротивление:

$$Z(2{,}3)' = 15.04 - j15.09 Ом.$$

Последовательно с этим сопротивлением имеем реактивность катушки L – цепи j30.48 Ом. Получим результирующее сопротивление:

$$Z\ (2{,}3)'' = 15.04 + j15.39 Ом.$$

Входное сопротивление антенной решетки является параллельным соединением сопротивлений:

$$Z\ (2{,}3)'' = 15.04 + j15.39 Ом.$$

$$Z(1{,}4)'' = 29.26 - j16.92 Ом.$$

Результат равен 10.22 + j8.45 Ом.

Метод возбуждения Levallen для этой антенной решетки подробно разработан в The ARRL Antenna Book и значения элементов L – цепи приведены для широкого диапазона изменения сопротивлений линии передачи и заземляющей системы. Схема системы возбуждения показана на рис.11.57A.

Согласование сопротивления 10.22 + j8.45 Ом с сопротивлением 50 Ом линии передачи может быть выполнено несколькими способами, например, при помощи L – цепи, как показано на Рис.11.57.

4.9.2.2. Метод возбуждения Collin.

Конфигурация линий передачи (длины, тип и т.п.) идентичны для возбуждающей системы Levallen. Значения сопротивлений и напряжений на концах линий были рассчитаны в разделе 4.9.2.1.

В возбуждающей системе Collin мы заменяем L – цепь гибридным ответвителем. Для того, чтобы оптимизировать характеристики ответвителя, мы должны определить системное сопротивление, которое наилучшим способом согласуется с сопротивлениями на концах линий передачи.

Линия передачи длиной 270° от элемента 1 (90°фазовый сдвиг плюс дополнительная 180°фазирующая линия):

Z1′ = 23.56 – j19.31 Ом.

E1′ = 53.43 В, ∠–176.62°

Линии передачи длиной 90° от элемента 2 и от элемента 3:

Z2′ = Z3′ = 50.37 + j22.45 Ом.

E2′ = E3′ = 50.73 В, ∠89.62°

Линия передачи длиной 90° от элемента 4:

Z4′ = -6.24 + j166.44 Ом.

E4′ = 50.00 В, ∠179.7°

Параллельное соединение двух линий передачи к элементам 2 и 3 дает общее сопротивление:

$$Z\ (2{,}3)'' = 25.18 + j11.23 Ом.$$

Параллельное соединение линий передачи к элементам 1 и 4 дает:

$$Z_{total}(1{,}4)'' = 29.26 - j16.92 Ом.$$

Введя оба сопротивления в модуль SWR ITERATION, определим, что минимальное значение КСВ получается при сопротивлении гибридного ответвителя, равном 32 Ом (КСВ = 1.7 и 1.6.).

Гибридный ответвитель с системным сопротивлением 32 Ом может быть разработан, как описано в разделе 3.3.4 при:

$$X_{L1} = X_{L2} = j32 Ом,$$
$$X_{C1} = X_{C2} = -j64 Ом.$$

напомню, что сопротивление нагрузки должно быть равно 32 Ом.

Для рабочей частоты 3.65 МГц значения элементов будут равны:

L = 1.29 мкГн,

C = 704 пФ.

Для 160 метров эти значения должны быть удвоены.

Гибридный ответвитель может питаться линией передачи 50 Ом при помощи подходящей L – цепи.

Отношение F/B может быть точно настроено для максимального подавления при помощи линии передачи переменной длины между портом 2 и параллельными линиями передачи к элементам с фазой -90°. Электрическая длина этой линии должна быть от 1 до 9 градусов (от 1 до 6 футов на 80 метрах).

Collin измерил мощность на нагрузочном сопротивлении гибридного ответвителя для 4-х элементной квадратной антенной решетки, которая была разработана для частоты 3.8 МГц. В таблице 11.1 приведена мощность в нагрузочном сопротивлении в диапазоне частот от 3.5 до 4.0 МГц.

Если вы хотите использовать антенную решетку в такой широкой полосе частот, то вы должны предусмотреть нагрузочное сопротивление, которое выдержит приблизительно 200 Вт при подаче 1500 Вт в антенную решетку. Collin также измерил амплитуду и фазу тока возбуждения в этой широкой полосе частот. Результаты приведены в таблице 11.2. Ясно, что эти результаты в очень большой степени будут зависеть от эффективного диаметра излучателя (добротности – Q). Если мы рассчитаем диаграммы направленности, используя токи, приведенные в таблице, мы заметим постоянное усиление (с точность менее 0.1 дБ от 3.8 до 4 МГц), а отношение F/B более 22.5 дБ от 3.5 до 3.8 МГц. На частоте 4.0 МГц отношение F/B падает до 16 дБ. Схема системы возбуждения показана на рис.11.45.

Таблица 1.1.Мощность, отраженная в нагрузочное сопротивление порта 4 гибридного ответвителя Collin.

Частота (МГц)	Мощность, отраженная в нагрузку (дБ).
3.5	-7.2
3.6	-10.0
3.7	-12.2
3.8	-18.0
3.9	-13.5
4.0	-10.5

Таблица 11.2.Измеренные токи возбуждения элементов антенной решетки с гибридным ответвителем.

Частота МГц	Задний элемент		Боковые элементы		Передний элемент	
	Ток(А)	Угол (град)	Ток(А)	Угол (град)	Ток(А)	Угол (град)
3.5	7.7	0	7.5	83	7.8	173
3.8	7.9	0	8.5	90	7.9	180
4.0	6.3	0	8.2	90	6.5	185

На практике было найдено, что с гибридным ответвителем, имеющим рабочее сопротивление 50 Ом, в большинстве случаев лучше использовать кабели 75 Ом для возбуждения элементов антенной решетки. Трансформация такова, что сопротивления определенные у гибридного ответвителя приводят к меньшим потерям мощности, рассеиваемой в нагрузочном сопротивлении. Конечно, в этом случае нет необходимости использовать L – цепь между гибридным ответвителем 50 Ом и линией передачи 50 Ом. Нагрузочное сопротивление, очевидно, также может быть простым сопротивлением 50 Ом.

4.9.3. 4-х элементная квадратная антенная решетка с расстоянием между элементами 1/8 λ.

Характеристики антенной решетки:

Количество элементов: 4.

Размещение элементов: В вершинах квадрата со стороной 0.125λ.

Элементы 2 и 3 расположены по диагонали квадрата.

Токи возбуждения: I1 = 1 A, ∠–135°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1 A, ∠0°, I4 = 1 A, ∠135°

Усиление: 4.7 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 90°.

Излучение: однонаправленное.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = -10.4 + j21.3 Ом (-90°).

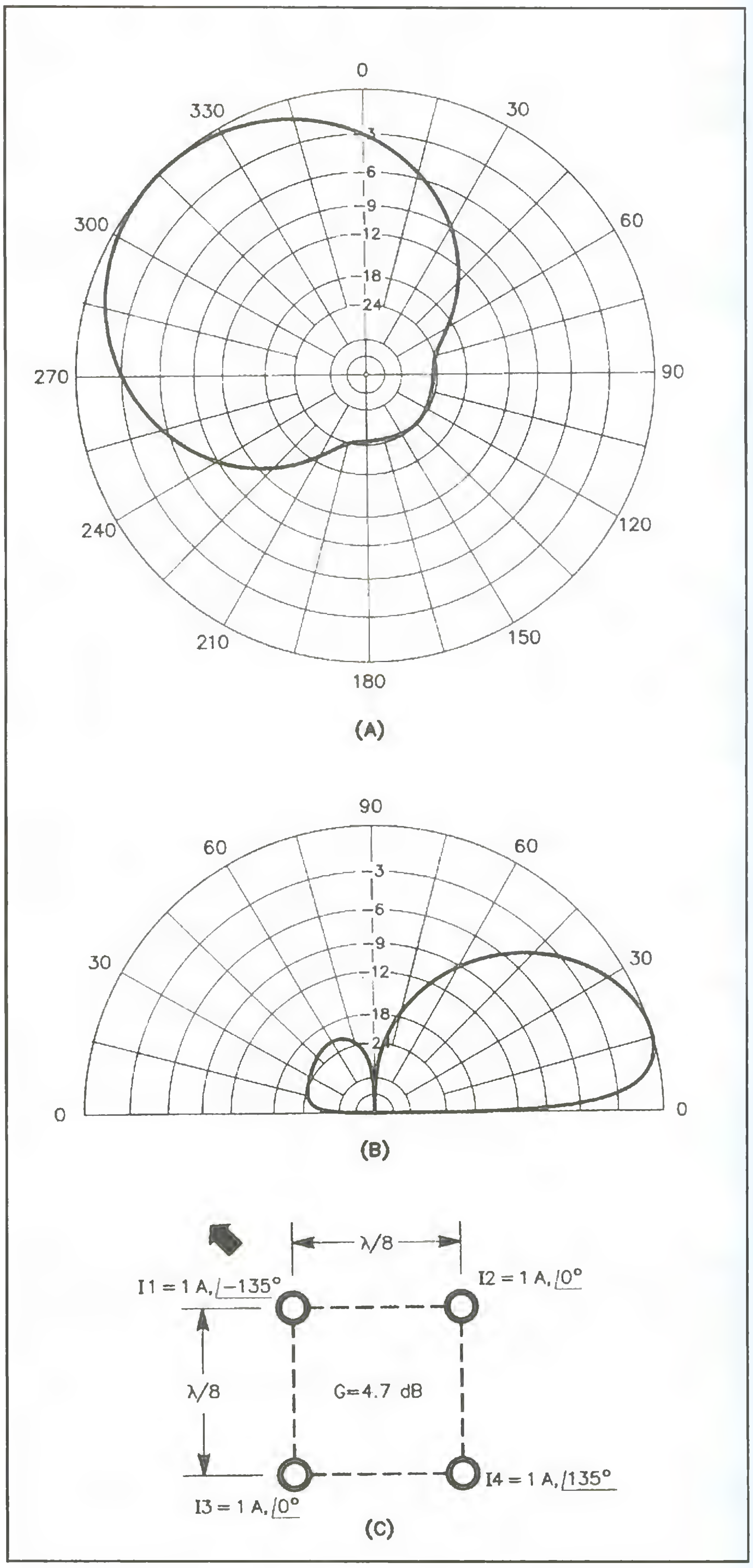


Рис.11.58. Диаграммы направленности 4-х элементной квадратной антенной решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ.

Z2 = Z3 = 20.2 – j7.6 Ом.

Z4 = -21.1 - j12.4 Ом (+90°).

На рис.11.58 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Заметим также, что главным образом из-за близкого расположения элементов могут быть определены входные сопротивления с отрицательной активной частью. Это означает, что паразитная связь доставляет слишком большой ток (мощность) к этому элементу, а этот элемент затем доставляет эту мощность назад в цепь возбуждения.

Рабочая полоса частот, в которой эта антенная решетка имеет приемлемое отношение F/B, будет, вероятно, значительно меньше, что не будет большим препятствием на 160 метрах.

4.9.3.1. Модифицированный метод Levallen.

Поскольку квадратная антенная решетка с расстоянием между элементами 1/8 λ не использует квадратурные углы возбуждения, метод Levallen, использующий единственную L – цепь не может быть применен. Мы используем модифицированный метод, имеющий шунтирующую цепь плюс удлинитель линии, как детально показано в разделе 3.3.4.

Выберем два центральных элемента в качестве элементов, возбуждаемых непосредственно через четвертьволновые линии передачи. Это является логичным выбором, поскольку только эти два элемента берут мощность из линий передачи; два других поставляют мощность в систему возбуждения в силу взаимной связи.

Цепи между А и В и между А и С конструируются следующим образом. Сопротивления элементов равны:

Z1 = -10.4 + j21.3 Ом (-135°).

Z2 = Z3 = 20.2 – j7.6 Ом.

Z4 = -21.1 - j12.4 Ом (+135°).

На концах линий передачи длиной 90° сопротивления и напряжения равны:

Z1′ = -42.91 – j97.73 Ом.

E1′ = 49.83 В, ∠–44.85°

Z2′ = Z3′ = 105.86 + j37.89 Ом.

E2′ = E3′ = 50.36 В, ∠89.95°

Z4′ = -88.92 + j55.01 Ом.

E4′ = 49.64В, ∠–135.25°

Поскольку мы используем длины линий (90°) «вынуждающие токи», мы увидим те же самые амплитуды напряжений на концах всех четырех линий передачи (исключая небольшие разницы из-за потерь в линиях).

Мы должны теперь сконструировать цепь, которая вставляется в линию передачи к элементу 1 и другую цепь для установки на конце линии 3, чтобы выровнять фазовые углы напряжений. Цепь будет состоять из шунтирующей реактивности (катушка или конденсатор) и удлинителя линии с постоянным сопротивлением.

Линия к элементу 1:

Z1′ = -42.91 – j97.73 Ом.

Добавляя шунтирующее сопротивление j117 Ом (4.9 мкГн на частоте 3.8 МГц), компенсируем мнимую часть сопротивления. Новое сопротивление равно:

Z1′′ = – 265 Ом.

Знак минус показывает, что мы все еще имеем дело с мощностью, поставляемой от элемента в цепь.

П-цепь удлинителя линии следующая:

Сопротивление -265 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: -44.5°.

Фазовый угол входного напряжения: 89.85°.

$X_p = j111$ Ом (катушка 4.67 мкГн на частоте 3.8 МГц).

$X_s = -j189$ Ом (221 пФ на частоте 3.8 МГц).

Линия к элементу 4:

Z4′ = -88.92 + j55.01 Ом.

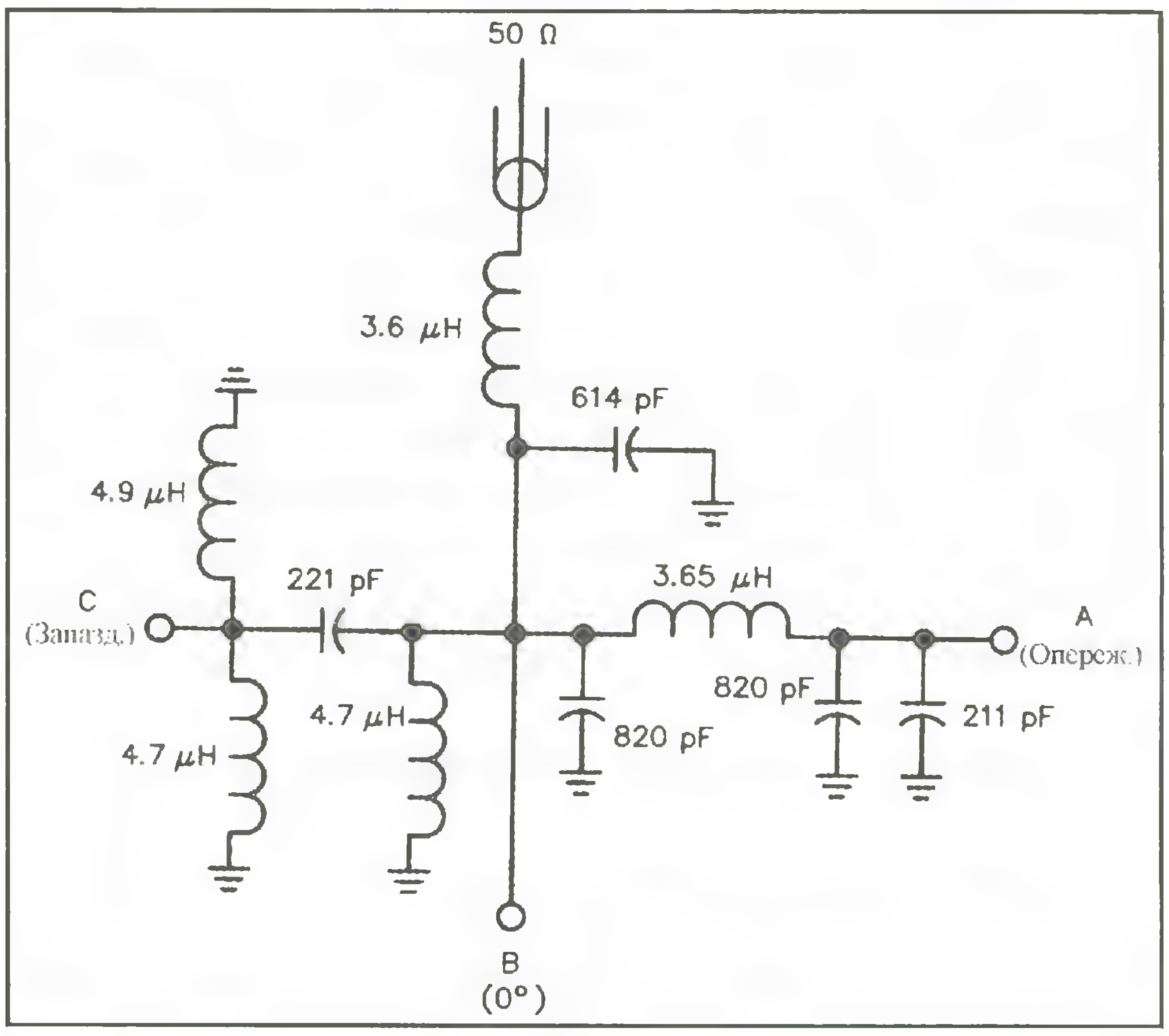


Рис.11.59. возбуждающая система вынужденного тока для 4-х элементной квадратной антенной решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ. Маркировка схемы возбуждения совпадает с маркировкой системы переключения направления, показанной на Рис.11.55. Две параллельно соединенные катушки 4.9 мкГн и 4.7 мкГн могут быть заменены единственной катушкой 2.4 мкГн, в то время, как параллельные конденсаторы 820 пФ и 211 пФ могут быть заменены на один 1031 пФ.

Добавляя шунтирующее сопротивление -j199 Ом (211 пФ на частоте 3.8 МГц), компенсируем мнимую часть сопротивления. Новое сопротивление равно:

Z4'' = – 123 Ом.

П – цепь удлинителя линии следующая:

Сопротивление -123 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: -135.22° = 224.78°.

Фазовый угол входного напряжения: 89.85°.

$X_p = -j51.1$ Ом (820 пФ на частоте 3.8 МГц).

$X_S = j87$ Ом (3.65 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Сопротивление в точке соединения трех цепей дается параллельным соединением следующих сопротивлений:

Z1'' = – 265 Ом.

Z2' = Z3' = 105.86 + j37.89 Ом.

Z4'' = – 123 Ом.

$$Z_{array} = 82.6 + j97.35\text{Ом}.$$

Схема модифицированного метода возбуждения Levallen показана на рис.11.59.

4.9.4. Оптимизированная 4-х элементная квадратная антенная решетка.

Jim Breakall, WA3FET, оптимизировал 4-х элементную квадратную антенную решетку с расстоянием между элементами четверть длины волны для получения лучшего отношения F/B. Из рис.11.56 мы видим, что оригинальная 4-х элементная решетка имеет очень большой задний лепесток при высоких углах излучения (-18 дБ). Изменение амплитуды и фазовые углы токов переднего и заднего элементов изменяет размер и форму заднего лепестка. Полная оптимизация является компромиссом между оптимизациями в вертикальной и горизонтальной плоскостях. При оптимизации Breakall усиление увеличивается на 0.7 дБ. Это произошло в следующей конструкции.

Характеристики антенной решетки:

Количество элементов: 4.

Размещение элементов: В вершинах квадрата со стороной 0.25λ.

Токи возбуждения: I1 = 0.969 A, ∠–107°, I2 = 1 A, ∠0°, I3 = 1 A, ∠0°, I4 = 1.11 A, ∠+111°

Усиление: 6.2 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 84°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 37.5 + j57.7Ом.

Z2 = Z3 = 30.8 – j7.0 Ом.

Z4 = 60 – j3.4 Ом.

На рис.11.60 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Наряду с тем, что эта оптимизированная конструкция показывает, что может быть достигнуто точной настройкой, она имеет некоторые недостатки:

- Элементы возбуждаются не в квадратуре; это означает, что ни возбуждающая система Levallen, ни Collin не могут быть использованы.
- Из за странных значений тока возбуждения метод вынужденного тока, а также модифицированный метод Levallen также под вопросом.

Я развил модифицированный метод возбуждения Christman. Система Gehrke также возможна, хотя цепь будет содержать больше элементов.

Первоначально я запустил программный модуль VOLTAGES ALONG FEED LINES, чтобы выяснить, есть ли точки с одинаковым напряжением. Я использовал линию передачи 70 Ом (потери 0.35 дБ/100 футов на частоте 3.8 МГц). Были выделены следующие точки:

На расстоянии 119° в линии к элементу 1:

Z1' = 25.9 – j23Ом.

E1' = 41.8 В, ∠9.5°

На расстоянии 164° в линиях к элементам 2 и 3:

Z2' = Z3' = 36.5 – j24.5Ом.

E2' = E3' = 41.8 В, ∠138.7°

На расстоянии 212° в линии к элементу 4:

Z4' = 11.24+ j41.52 Ом.

E4' = 41.8 В, ∠9.5°

Линии передачи к элементам 1 и 4 могут быть соединены параллельно, поскольку напряжения идентичные. Амплитуды напряжений на входных концах линий передачи к элементам 2 и 3 равны амплитудам напряжений на входных концах линий передачи к элементам 1 и 4. Фазовые углы необходимо подстроить, что может быть сделано при помощи удлинителя линии с постоянным сопротивлением (П – цепь). Параллельное сопротивление линий к элементам 2 и2 3 равно:

$$Z(2,3)' = 18.25 - j12.25\text{Ом}.$$

Используя модуль SHUNT IMPEDANSE, рассчитаем параллельное сопротивление, которое может компенсировать реактивную часть этого сопротивления: 39.5 Ом. Катушка 1.7 мкГн (на частоте 3.8 МГц) переводит выше приведенное сопротивление в следующее:

Z(2,3)''' = 26.49 Ом.

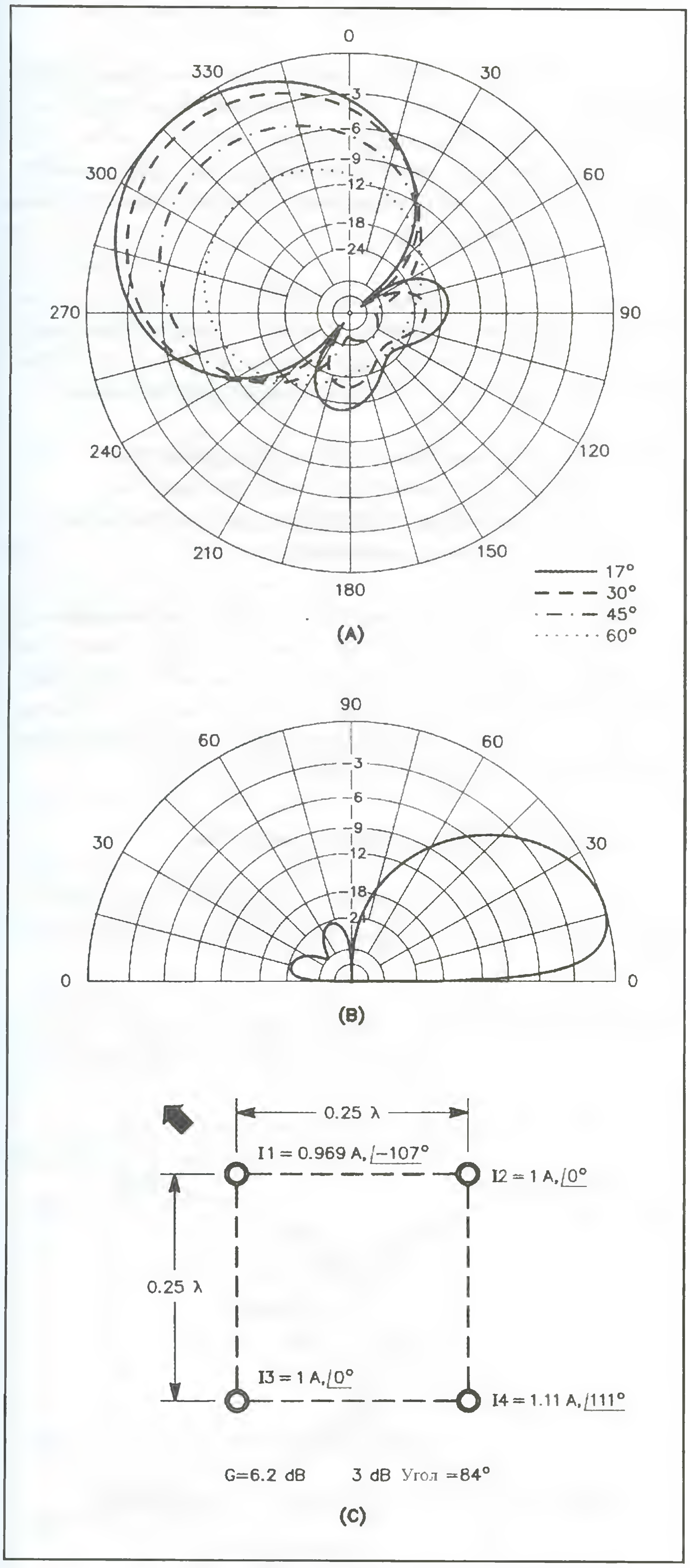


Рис.11.60. Диаграммы направленности оптимизированной 4-х элементной квадратной антенной решетки. На А – горизонтальные диаграммы для волновых углов (главных волновых углов) 17°, 30°, 45° и 60°. Антенная решетка была оптимизирована в обеих плоскостях горизонтальной и вертикальной, чтобы получить минимум трехмерного заднего лепестка.

Теперь разработаем П – цепь удлинителя линии с характеристическим сопротивлением 26.49 Ом:

Фазовый угол выходного напряжения: 138.7°.

Фазовый угол входного напряжения: 9.5°.

$X_p = -j20.5$ Ом (2040 пФ на частоте 3.8 МГц).

$X_s = j12.6$ Ом (0.53 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Сопротивление в точке соединения трех цепей дается параллельным соединением следующих сопротивлений:

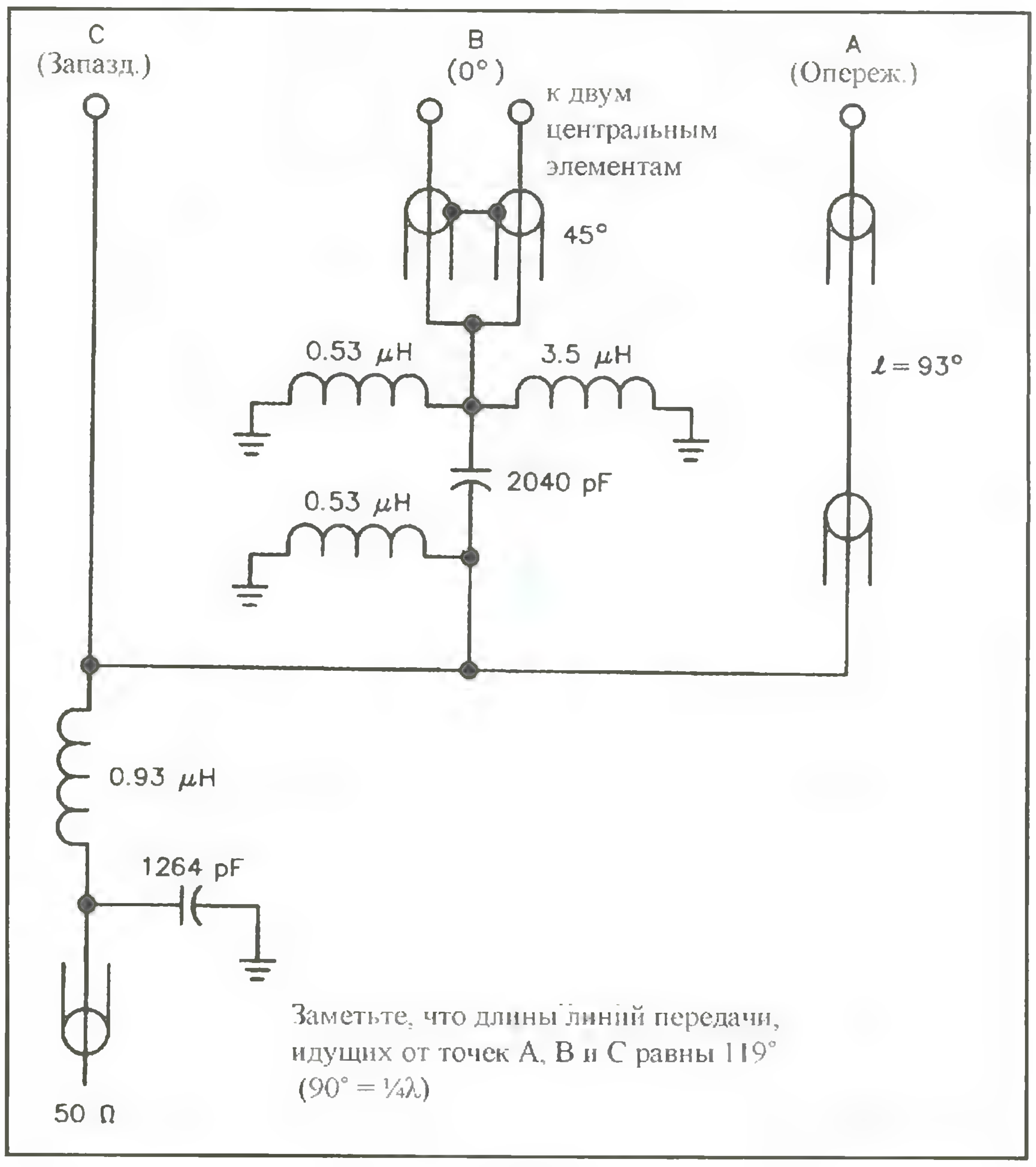
Z1' = 25.9 – j23 Ом.

Z(2,3)''' = 26.49 Ом.

Z4' = 11.24+ j41.52 Ом.

Результирующее сопротивление равно: 15.25 + j0.76 Ом. Вместо согласования этого сопротивления с линией передачи 50 Ом при помощи L – цепи, как показано на рис.11.61, можно также использовать две параллельные четвертьволновые линии 50 Ом в качестве четвертьволнового согласующего трансформатора.

Система возбуждения для этой антенной решетки показана на рис.11.61. Конечно, могут быть и другие возможные схемы для системы возбуждения.



Заметьте, что длины линий передачи, идущих от точек А, В и С равны 119° (90° = ¼λ)

Рис.11.61. Модифицированная возбуждающая система Christman для оптимизированной 4-х элементной квадратной антенной решетки на рис.11.60. Маркировка схемы возбуждения совпадает с маркировкой системы переключения направления, показанной на Рис.11.55. Эта конструкция для частоты 3.8 МГц. Все коаксиальные кабели RG-11 75 Ом; четыре линии передачи имеют длину 119°.

Недостаток этой конструкции заключается в неприменении возбуждающей системы «вынужденного тока», это означает, что направленность будучи теоретически наилучшей, будет более чувствительной к изменениям во входных сопротивлениях элементов при переключениях направлений антенной решетки.

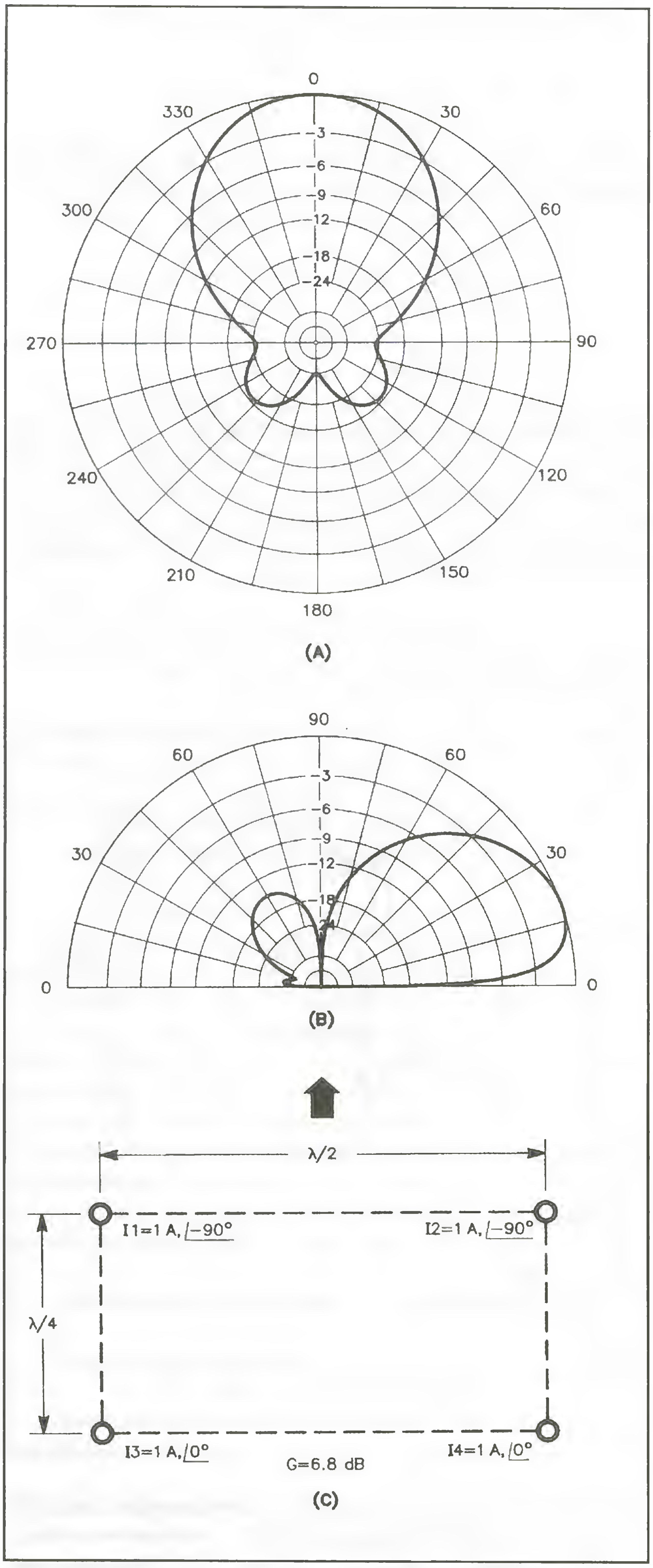


Рис.11.62. Диаграммы направленности прямоугольной антенной решетки, выполненной из 2-х элементных кардиоидных антенных решеток (с расстоянием между элементами 90 ° и разностью фаз между излучателями 90 °), расположенных на расстоянии ½ λ друг от друга.

4.10. Другие 4-х элементные квадратные антенные решетки.

Я анализировал несколько больше 4-х элементных антенных решеток. Все ниже следующие антенные решетки выполнены из двух групп 2-х элементных кардиоидных антенных решеток с различным размещением по осям X и Y и различными фазовыми углами токов возбуждения.

Хотя, может быть, обоснованно выбрать методы Gehrke, Christman и Collin, для следующих антенных решеток я использовал (модифицированный) метод Levallen. Там, где решетка возбуждается в квадратуре, L - цепь Levallen может быть заменена гибридным ответвителем. Детали смотрите в разделе 3.3.4.

Схемы систем возбуждения для этих антенных решеток не включают в себя системы переключения направления, но эти системы во всех случаях очень простые; необходимо простое двухполюсное реле на два направления.

4.10.1. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами ¼λ, расположенные бок о бок на расстоянии ½ λ и возбужденные в фазе.

Основной группой является 2-х элементная кардиоидная антенная решетка с расстоянием между элементами 90 ° и разностью фаз между излучателями 90 ° (смотри раздел 4.1). Эти группы расположены бок о бок на расстоянии ½ λ друг от друга и возбуждаются в фазе. Эта решетка также упоминается W7EL в The ARRL Antenna Book.

Характеристики антенной решетки:

Две кардиоидных антенных решетки с расстоянием между элементами ¼λ, расположенные бок о бок на расстоянии ½ λ.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 A, ∠–90°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1.0 A, ∠–90°, I4 = 1.0 A, ∠0°

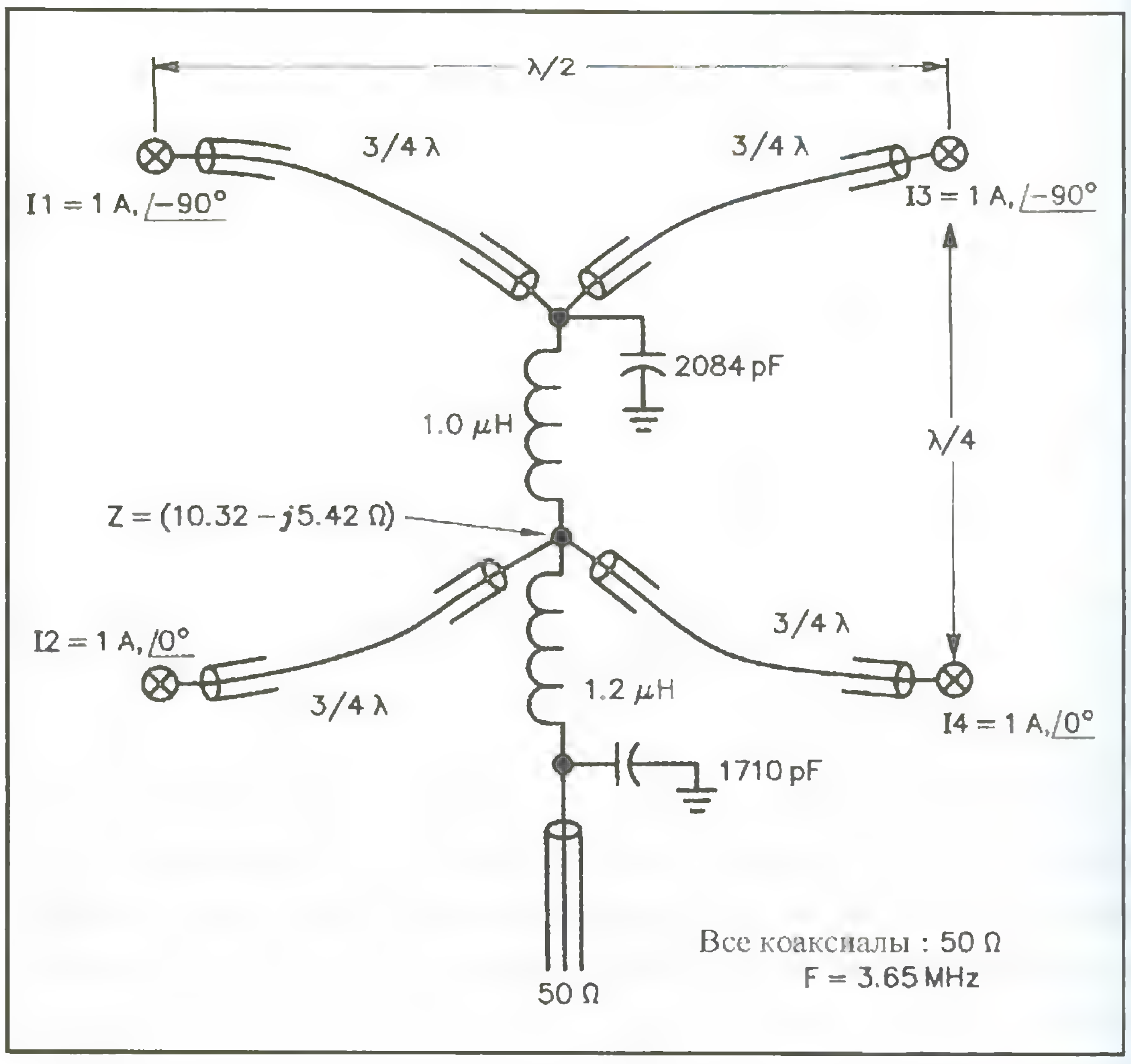


Рис.11.63. Система возбуждения Levallen для прямоугольной антенной решетки, показанной на рис.11.62.

Усиление: 6.8 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 62°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = Z3 = 54.6 - j5.1 Ом.

Z2 = Z4 = 5.5 – j21.2 Ом.

На рис.11.62 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей. Отметим высокое усиление, а также относительно узкую полосу частот (что, конечно, всегда сочетается!).

Входные сопротивления элементов равны:

Z1 = Z3 = 54.6 - j5.1 Ом.

Z2 = Z4 = 5.5 – j21.2 Ом.

Levalen описал метод возбуждения, где он использовал четыре линии передачи 50 Ом длиной ¾ λ от центра антенной решетки (смотри рис.11.63). характеристики на концах этих линий передачи следующие:

Z1′ = Z3′ = 45.84 + j3.86 Ом.

E1′ =E3′ = 52.89 B, ∠179.71°

Z2′ = Z4′ = 42.7 + j103.1 Ом.

E2′ = E4′ = 50.36 B, ∠–91.24°

Рассчитаем L – цепь:

Элементы L – цепи Levallen, обеспечивающей необходимый фазовый сдвиг напряжения в 90 °, могут быть легко рассчитаны (смотри раздел 3.3.3):

В этом случае мы можем применить формулу, пригодную для более, чем двух элементов:

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\ 2}}{\sum(R)},$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\ 2}}{[\sum(X) - \sum(R)]}.$$

Поскольку значения R и X одинаковы, то:

$\sum(R) = 2 \times R2$ при R2 = 54.6 Ом.

$\sum(X) = 2 \times X2$ при X2 = -5.1 Ом.

R2 и X2 – реальная и мнимая части сопротивления элементов с запаздыванием тока.

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\ 2}}{2 \times R2} = \frac{50^2}{2 \times 54.6} = 22.89 Ом.$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\ 2}}{2 \times (X2 - R2)} = $$
$$= \frac{50^2}{2 \times (-5.1 - 54.6)} = -20.93 Ом.$$

Последовательный элемент (индуктивность): 1.0 мкГн на частоте 3.65 МГц.

Параллельный элемент (емкость): 2084 пФ на частоте 3.65 МГц.

Расчет сопротивления антенной решетки.

Четвертьволновые линии передачи к элементам 1 и 3 соединены параллельно между собой и дополнительно с конденсатором L – цепи (Z = -j20.93 Ом). Мы можем использовать модуль SHUNT IMPEDANSE, чтобы рассчитать общее сопротивление трех составляющих: 11.33 – j11.54 Ом.

Последовательная реактивность (+j22.89 Ом) превращает сопротивление в Z′′′ = 11.33 +j34.43 Ом. Это входное сопротивление для одной из групп.

Это сопротивление теперь соединяется параллельно с Z2′ и Z4′. Общее сопротивление антенной решетки равно: 15.31 – j8.41 Ом. Оно может быть согласовано с линией передачи 50 Ом при помощи L – цепи, как показано на рис.11.63.

4.10.2. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии ½ λ и возбужденные в фазе.

Характеристики антенной решетки:

Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии ½ λ.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 A, ∠–135°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1.0 A, ∠–135°, I4 = 1.0 A, ∠0°

Усиление: 7.0 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 58°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = Z3 = 24.9 + j12.5Ом.

Z2 = Z4 = 3.1 – j19.2 Ом.

На рис.11.64 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Возбуждающей системой является модифицированная система Levallen, поскольку фазовые углы возбуждения не в квадратуре. Так как две кардиоидные антенные решетки расположены на расстоянии ½ λ, нам необходимы линии передачи длиной ¾ λ, чтобы достичь центра антенной решетки.

На концах линий передачи длиной 279° сопротивления и напряжения равны:

Z1′ = Z3′ = 77.76 - j34.20 Ом.

E1′ =E3′ = 52.89 В, ∠179.71°

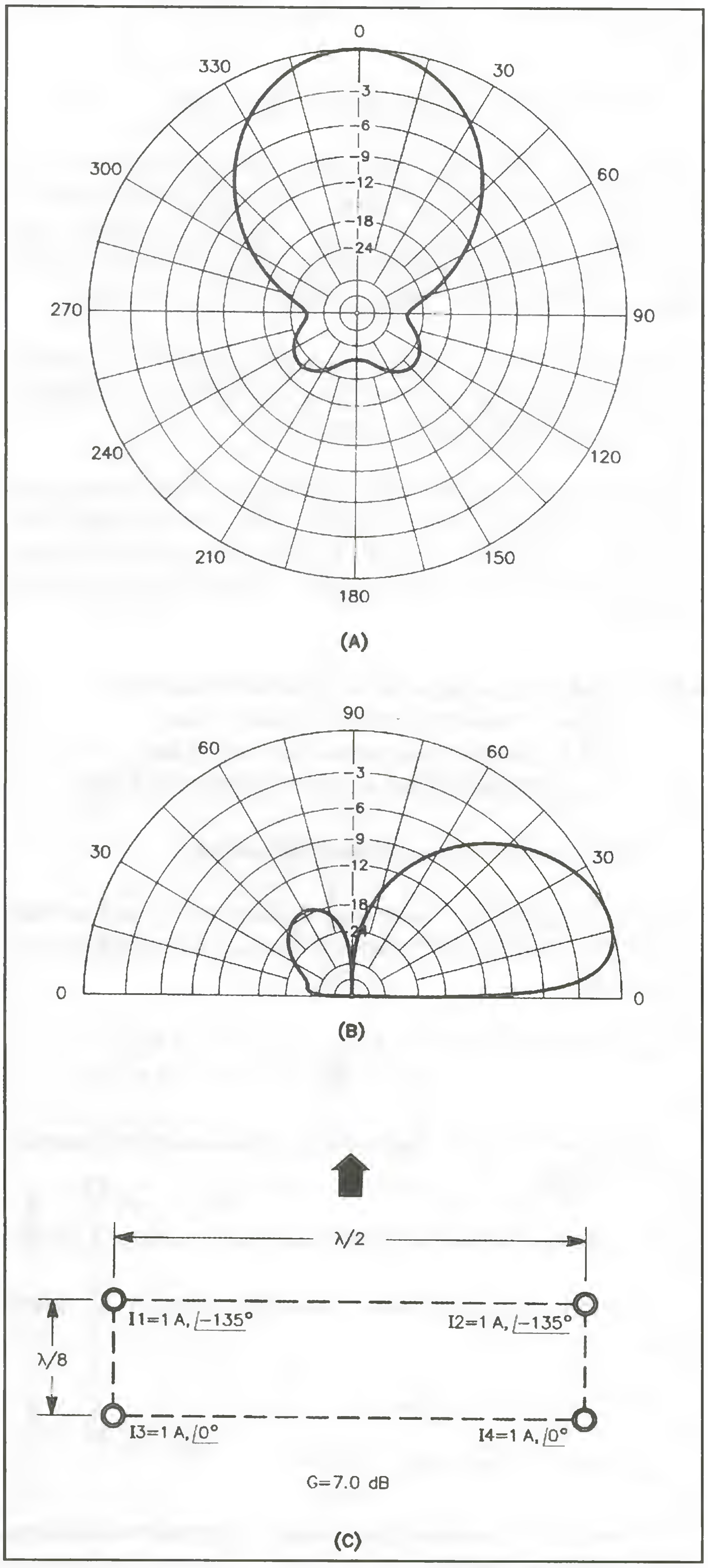


Рис.11.64. Диаграммы направленности для прямоугольной антенной решетки, состоящей из двухэлементных кардиоидных решеток (с расстоянием между элементами 1/8 λ и разностью фаз 135°) на расстоянии ½ λ.

Z2′ = Z4′ = 37.9 + j119.42 Ом.

E2′ = E4′ = 50.36 В, ∠–91.24°

Поскольку мы использовали длины линий задающие ток (90 °), мы увидим на концах всех четырех линий передачи то же самое напряжение (исключая небольшую разницу из за потерь в линии).

Возбудим антенную решетку в месте соединения линий передачи, идущих к элементам 1 и 3 (в принципе вместо этого мы могли бы выбрать соединение линий 2 и 4). Сопротивление в точке соединения линий 1 и 3 равно

Z(1,3)′ = 38.83 - j17.10 Ом.

Теперь мы должны разработать цепь, которая будет вставлена в уже соединенные линии передачи к элементам 2 и 4, чтобы выровнять фазовые углы напряжений. Цепь будет состоять из шунтирующей реактивности (катушки или конденсатора) и удлинителя линии с постоянным сопротивлением. Две линии передачи, соединенные параллельно дают сопротивление:

Z(2,4)′ = 18.95 + j59.71 Ом.

Присоединим шунтирующее сопротивление, чтобы исключить реактивную часть сопротивления (рассчитанное при помощи модуля SHUNT REACTANCE). Шунтирующая емкость -65.7 Ом (637 пФ на частоте 3.8 МГц) компенсирует мнимую часть сопротивления. Новое значение будет равно:

Z(2,4)′ = 207.1 Ом.

П-цепь удлинителя линии следующая.

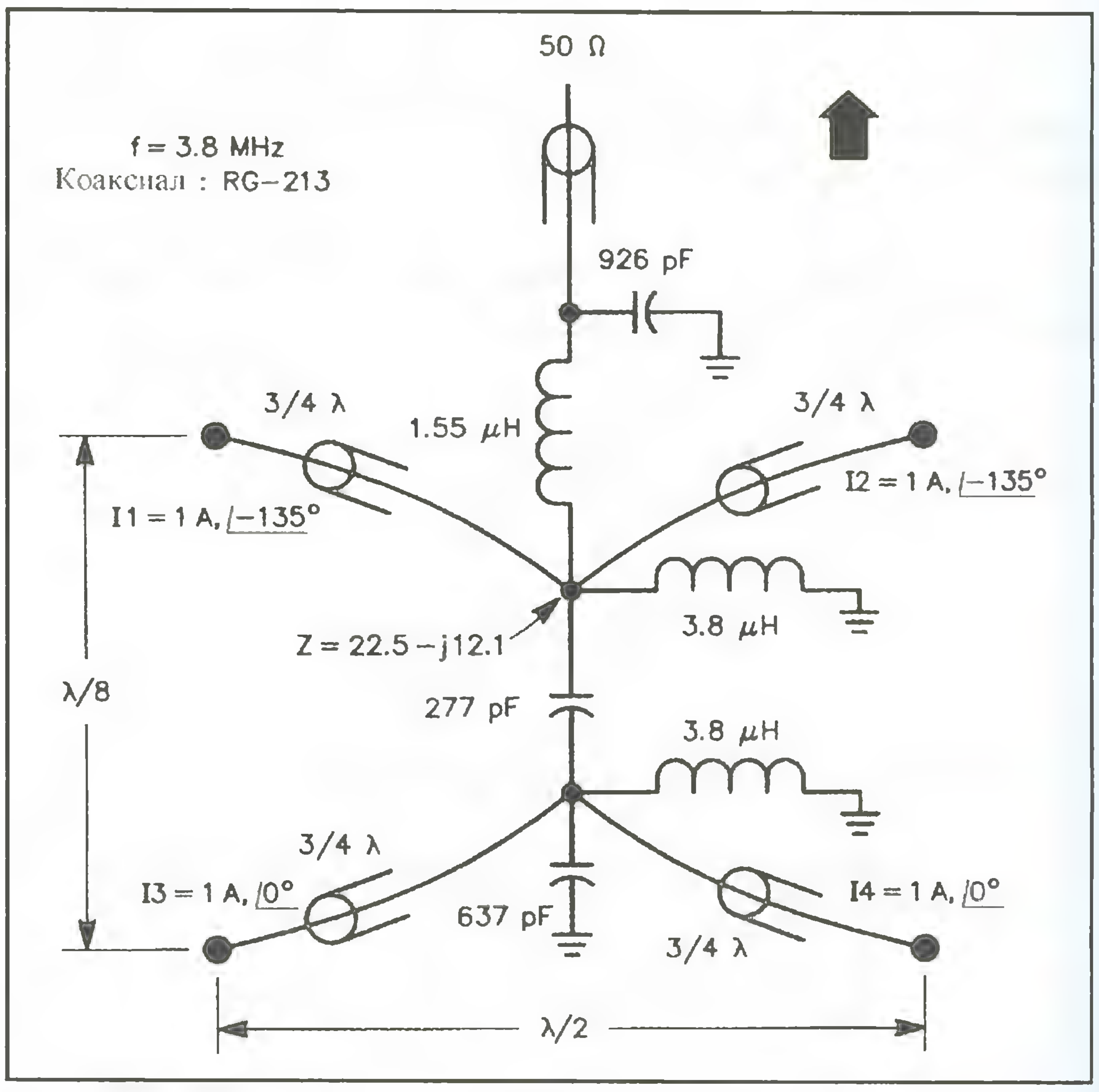


Рис.11.65. Модифицированная возбуждающая система Levallen для прямоугольной антенной решетки, показанной на Рис.11.64.

Сопротивление 207.1 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: -91.13° = +268.87 °.

Фазовый угол входного напряжения: 135.72°.

$X_p = j90$ Ом (3.76 мкГн на частоте 3.8 МГц).

$X_S = -j151$ Ом (277 пФ на частоте 3.8 МГц).

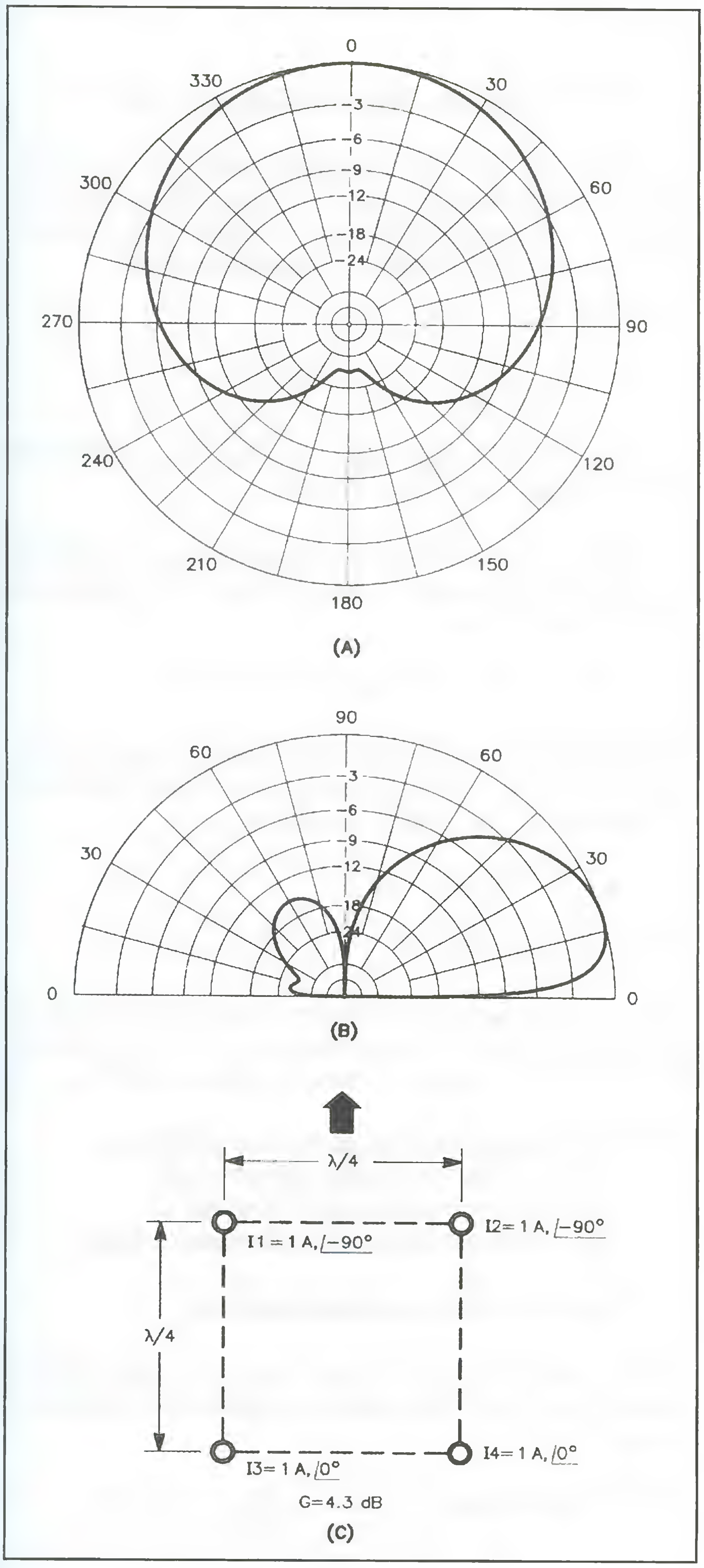


Рис.11.66. Диаграммы направленности для прямоугольной антенной решетки, выполненной из двух 2-х элементных кардиоидных решеток (с элементами на расстоянии ¼λ и разностью фаз 90 °) на расстоянии ¼λ друг от друга.

Сопротивление в точке соединения двух цепей является параллельным соединением следующих сопротивлений:

Z(2,4)′ = 207.1 Ом.

Z(1,3)′ = 38.83 - j17.10 Ом.

$Z_{array} = 22.54 - j12.07$ Ом.

Схема возбуждения модифицированным методом Levallen показана на рис.11.65.

4.10.3. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами ¼λ, расположенные бок о бок на расстоянии ¼λ и возбуждаемые в фазе.

Это та же самая антенная решетка, как и знакомая 4-х элементная квадратная решетка с четвертьволновым расстоянием между элементами. В разделе 4.9 я отмечал возможность создания квадратной антенной решетки, которую можно было бы переключать в восьми направлениях. Это антенная решетка, которая заполнит четыре «других» направления.

Характеристики антенной решетки:

Две кардиоидных антенных решетки с расстоянием между элементами ¼λλ, расположенные бок о бок на расстоянии ¼λ λ.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 A, ∠–90°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1.0 A, ∠–90°, I4 = 1.0 A, ∠0°

Усиление: 4.3 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 122°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = Z3 = 88.2 + j7.2 Ом.

Z2 = Z4 = 18.7 – j37.7Ом.

На рис.11.66 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Чтобы достичь центра антенной решетки при помощи линий передачи длиной ¼λ, мы должны использовать коаксиальный кабель со вспененной полиэтиленовой изоляцией. Я предположил коэффициент укорочения равным 0.79 (RG-8) с потерями 0.30 дБ/100 футов на частоте 3.8 МГц.

Характеристики на конце линии длиной ¼λ следующие:

Z1′ = Z3′ = 28.7 – j2.3 Ом.

E1′ =E3′ = 51.4 В, ∠0.12°

Z2′ = Z4′ = 27.8 + j52.3 Ом.

E2′ = E4′ = 50.3 В, ∠89.34°

Расчет L – цепи:

Элементы L – цепи Levallen, обеспечивающей необходимый фазовый сдвиг напряжения в 90 °, могут быть легко рассчитаны (смотри раздел 3.3.3):

В этом случае мы можем применить формулу, пригодную для более, чем двух элементов:

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{\sum(R)},$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{[\sum(X) - \sum(R)]}.$$

Поскольку значения R и X одинаковы, то:

$\sum(R) = 2 \times R2$ при R2 = 88.2 Ом.

$\sum(X) = 2 \times X2$ при X2 = 7.2 Ом.

R2 и X2 – реальная и мнимая части сопротивления элементов с запаздыванием тока.

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{2 \times R2} = \frac{50^2}{2 \times 88.2} = 14.2 Ом.$$

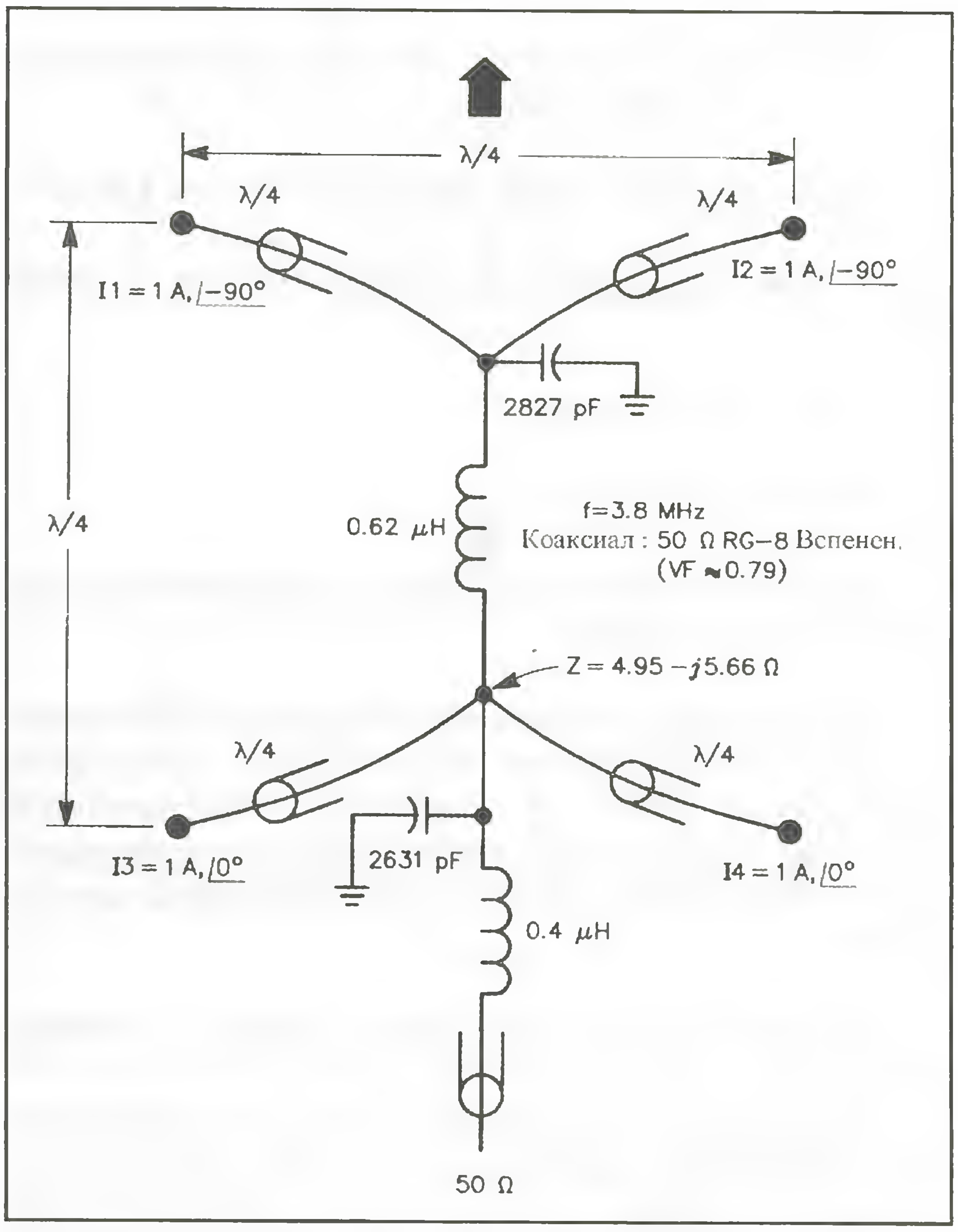


Рис.11.67. Возбуждающая система Levallen для квадратной антенной решетки, показанной на рис.11.66.

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{2 \times (X2 - R2)} =$$

$$= \frac{50^2}{2 \times (7.2 - 88.2)} = -15.43 Ом.$$

Последовательный элемент (индуктивность): 0.62 мкГн на частоте 3.65 МГц.

Параллельный элемент (емкость): 2827 пФ на частоте 3.65 МГц.

Расчет сопротивления антенной решетки.

Конденсатор 2827 пФ установлен параллельно с концами двух линий передачи длиной ¼λ, которые идут к элементам 1 и 3. результирующее сопротивление является параллельным соединением трех сопротивлений:

Z1′ = Z3′ = 28.7 – j2.3 Ом.

Z_{cap} = 0 – j15.43 Ом.

Результат (рассчитан при помощи модуля SHUNT IMPEDANSE) равен Z = 7.11 – j7.22 Ом.

Добавив последовательное сопротивление индуктивности L – цепи, получим сопротивление на втором конце этой индуктивности:

Z_{t1} = (7.11 – j7.22) + (0 + j14.2) = 7.11 +j6.98 Ом.

В этой точке мы соединяем две линии передачи, идущие к элементам 2 и 4. Необходимо рассчитать параллельное соединение трех сопротивлений:

Z2′ = Z4′ = 27.8 + j52.3 Ом.

Z_{t1} = 7.11 +j6.98 Ом.

Результирующее сопротивление равно: 4.95 + j5.66 Ом. Используя L – цепь, как показано на рис.11.67, можно согласовать это сопротивление с линией передачи 50 Ом.

4.10.4. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии ¼λ и возбуждаемые в фазе.

Характеристики антенной решетки:

Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии ¼λ λ.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 A, ∠–135°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1.0 A, ∠–135°, I4 = 1.0 A, ∠0°

Усиление: 4.9 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 100°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = Z3 = 38.2 + j28.5 Ом.

Z2 = Z4 = 6.8 – j33.6 Ом.

На рис.11.68 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

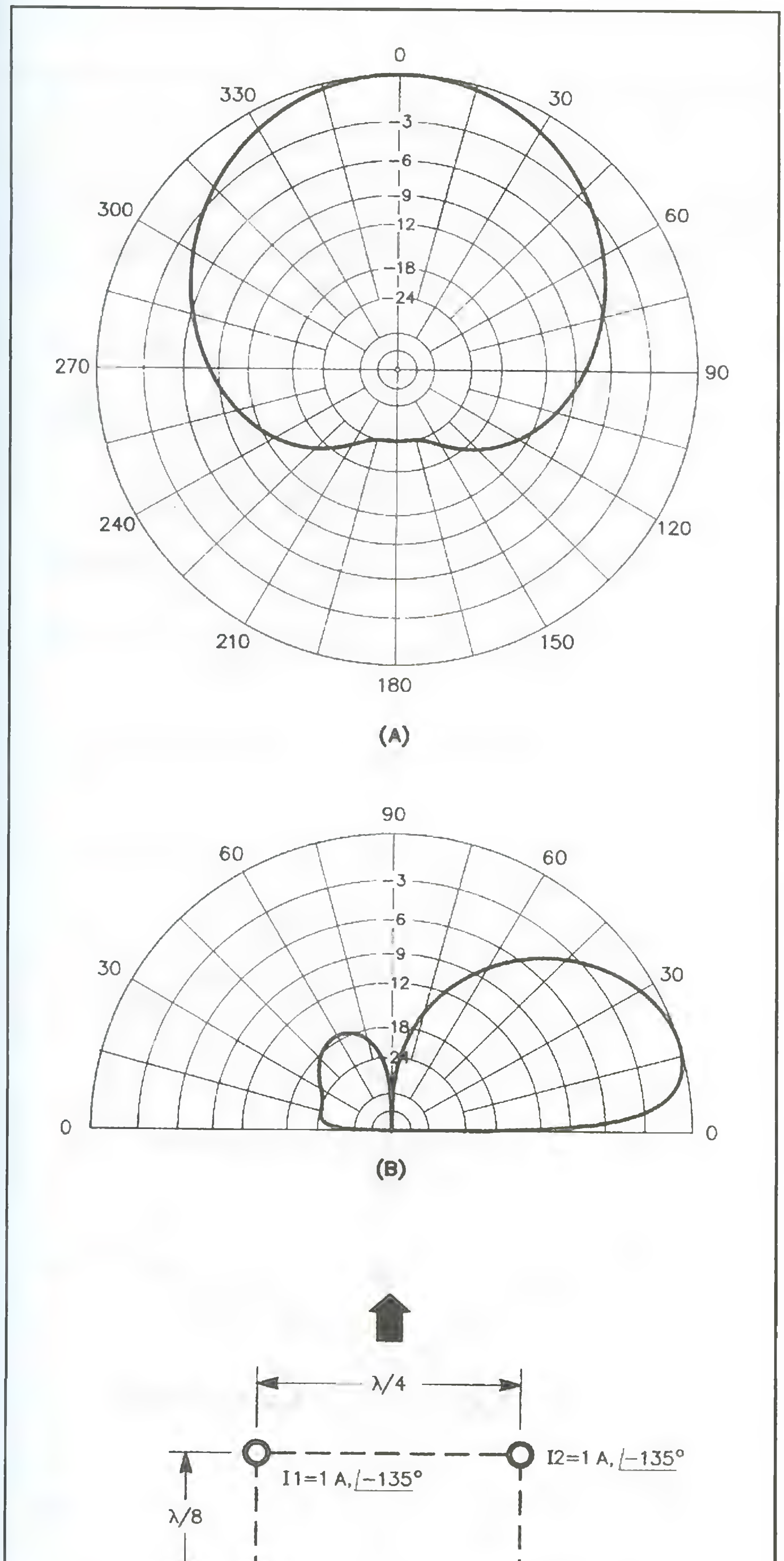


Рис.11.68. Диаграммы направленности прямоугольной антенной решетки, выполненной из двух 2-х элементных кардиоидных антенных решеток (с расстоянием между элементами ¼λ и с разностью фаз 135°), расположенных на расстоянии.

Возбуждающей системой является модифицированная система Levallen, поскольку фазовые углы возбуждения не в квадратуре. Линии передачи длиной 90° достигают центра антенной решетки. На концах линий передачи длиной 90° сопротивления и напряжения следующие:

Z1′ = Z3′ = 42.62 + j28.5 Ом.

E1′ =E3′ = 50.57 В, ∠–44.45°

Z2′ = Z4′ = 17.0+ j70.71 Ом.

E2′ = E4′ = 50.13 В, ∠89.34°

Возбудим антенную решетку в месте соединения линий передачи, идущих к элементам 1 и 3 (в принципе вместо этого мы могли бы выбрать соединение линий 2 и 4). Сопротивление в точке соединения линий 1 и 3 равно

Z(1,3)′ = 21.33 - j14.25Ом.

Теперь мы должны разработать цепь, которая будет вставлена в уже соединенные линии передачи к элементам 2 и 4, чтобы выровнять фазовые углы напряжений. Цепь будет состоять из шунтирующей реактивности (катушки или конденсатора) и удлинителя линии с постоянным сопротивлением. Две линии передачи, соединенные параллельно дают сопротивление:

Z(2,4)′ = 8.55 + j30.35 Ом.

E(2,4) = 50.13 В, ∠89.34°

Присоединим шунтирующее сопротивление, чтобы исключить реактивную часть сопротивления (рассчитанное при помощи модуля SHUNT REACTANCE). Шунтирующая емкость –j32.8 Ом (1279 пФ на частоте 3.8 МГц) компенсирует мнимую часть сопротивления. Новое значение будет равно:

Z(2,4)′ = 116.28 Ом.

П-цепь удлинителя линии следующая.

Сопротивление 116.28 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: -44.45°.

Фазовый угол входного напряжения: 89.34°.

$X_P = -j49.6Ом$ (844pF на частоте 3.8 МГц).

$X_S = j83.9Ом$ (3.5мкГн на частоте 3.8 МГц).

Сопротивление в точке соединения двух цепей является параллельным соединением следующих сопротивлений:

Z(2,4)′ = 116.28 Ом.

Z(1,3)′ = 21.31 - j14.25 Ом.

Z_{array} = 19.05 – j10.07 Ом.

Схема возбуждения модифицированным методом Levallen показана на рис.11.69.

4.10.5. Две кардиоидные антенные решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии 1/8 λ и возбуждаемые в фазе.

Характеристики антенной решетки:

Две кардиоидных антенных решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ, расположенные бок о бок на расстоянии 1/8 λ.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 A, ∠–135°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1.0 A, ∠–135°, I4 = 1.0 A, ∠0°

Усиление: 4.2 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 128°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = Z3 = 39.8 + j43.8 Ом.

Z2 = Z4 = 14.8 – j36.8 Ом.

На рис.11.70 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Возбуждающей системой снова является модифицированная система Levallen (фазовые углы возбуждения не в квадратуре). На концах линий передачи длиной 90° сопротивления и напряжения следующие:

Z1' = Z3' = 29.31 – j30.65 Ом.

E1' =E3' = 50.7 В, ∠–44.15°

Z2' = Z4' = 25.33 + j57.5 Ом.

E2' = E4' = 50.27 В, ∠89.28°

Возбудим антенную решетку в месте соединения линий передачи, идущих к элементам 1 и 3. Сопротивление в точке соединения линий 1 и 3 равно

Z(1,3)' = 14.65 - j15.32 Ом.

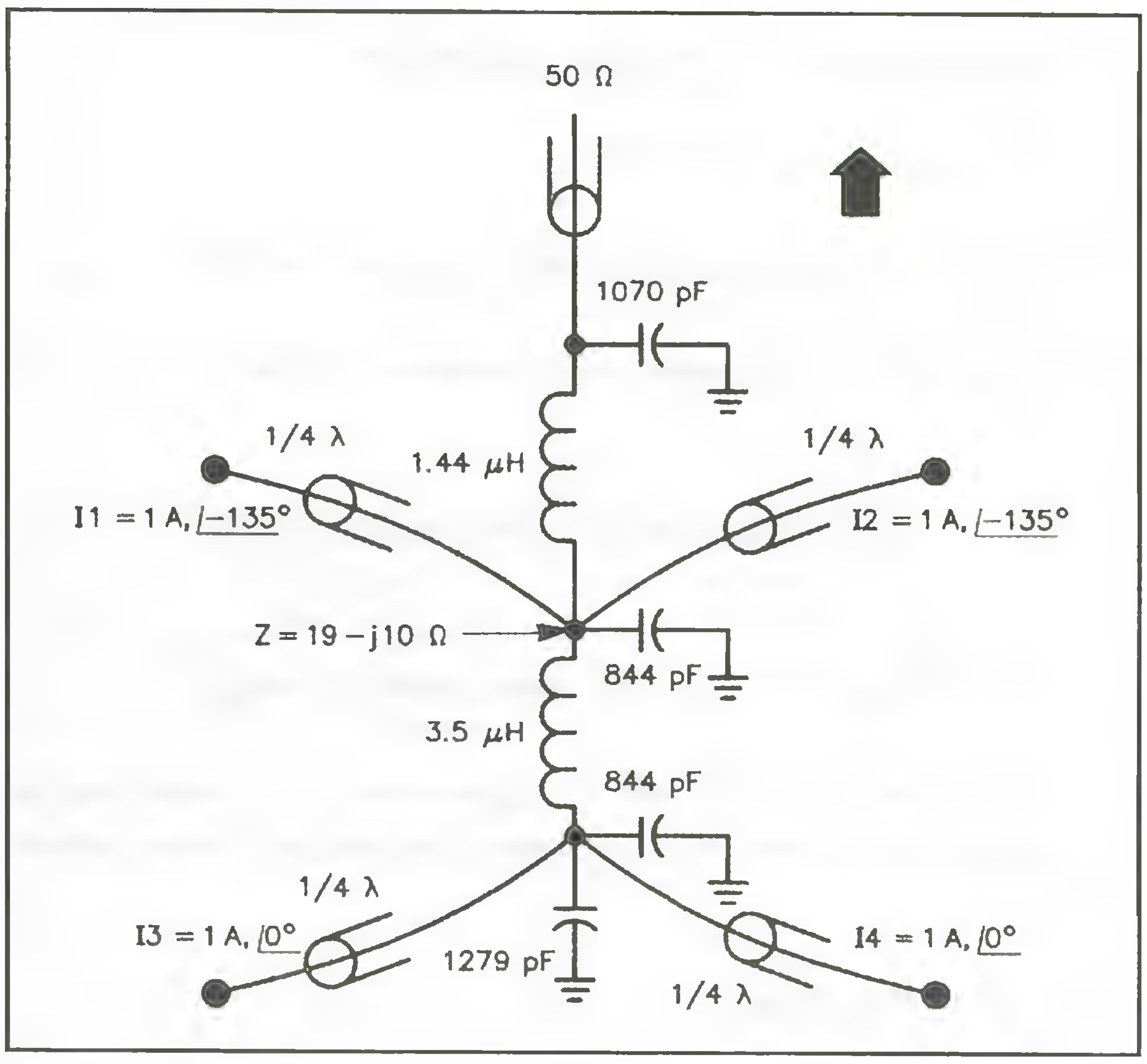


Рис.11.69. Система возбуждения согласно модифицированной схеме Levallen для антенной решетки, показанной на рис.11.68.

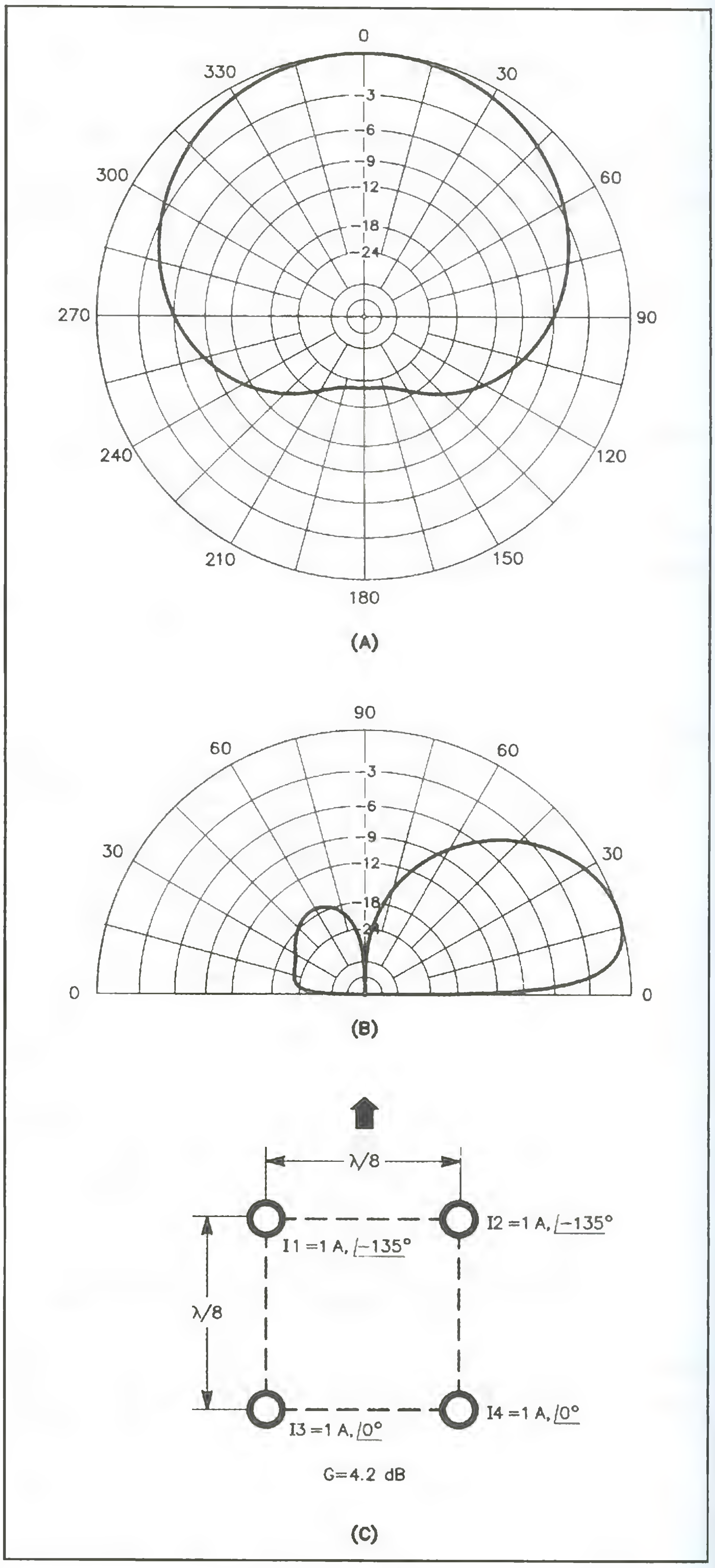


Рис.11.70. Диаграммы направленности квадратной антенной решетки, выполненной из двух 2-х элементных кардиоидных антенных решеток (с расстоянием между элементами 1/8 λ и с разностью фаз 135°), расположенных на расстоянии 1/8 λ.

Теперь мы должны разработать цепь, которая будет вставлена в уже соединенные линии передачи к элементам 2 и 4, чтобы выровнять фазовые углы напряжений. Цепь будет состоять из шунтирующей реактивности (катушки или конденсатора) и удлинителя линии с постоянным сопротивлением. Две линии передачи, соединенные вместе дают сопротивление:

Z(2,4)' = 12.66 + j28.75 Ом.

E(2,4) = 50.27 В, ∠89.28°.

Присоединим шунтирующее сопротивление, чтобы исключить реактивную часть сопротивления (рассчитанное при помощи модуля SHUNT REACTANCE). Шунтирующая емкость –j34.3 Ом (1220 пФ на частоте 3.8 МГц) компенсирует мнимую часть сопротивления. Новое значение будет равно:

Z(2,4)' = 78 Ом.

П-цепь удлинителя линии следующая.

Сопротивление 78 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: -44.15°.

Фазовый угол входного напряжения: 89.28°.

$X_P = -j33.6Ом$ (1247 пФ на частоте 3.8 МГц).

$X_S = j56.6Ом$ (2.37 мкГн на частоте 3.8 МГц).

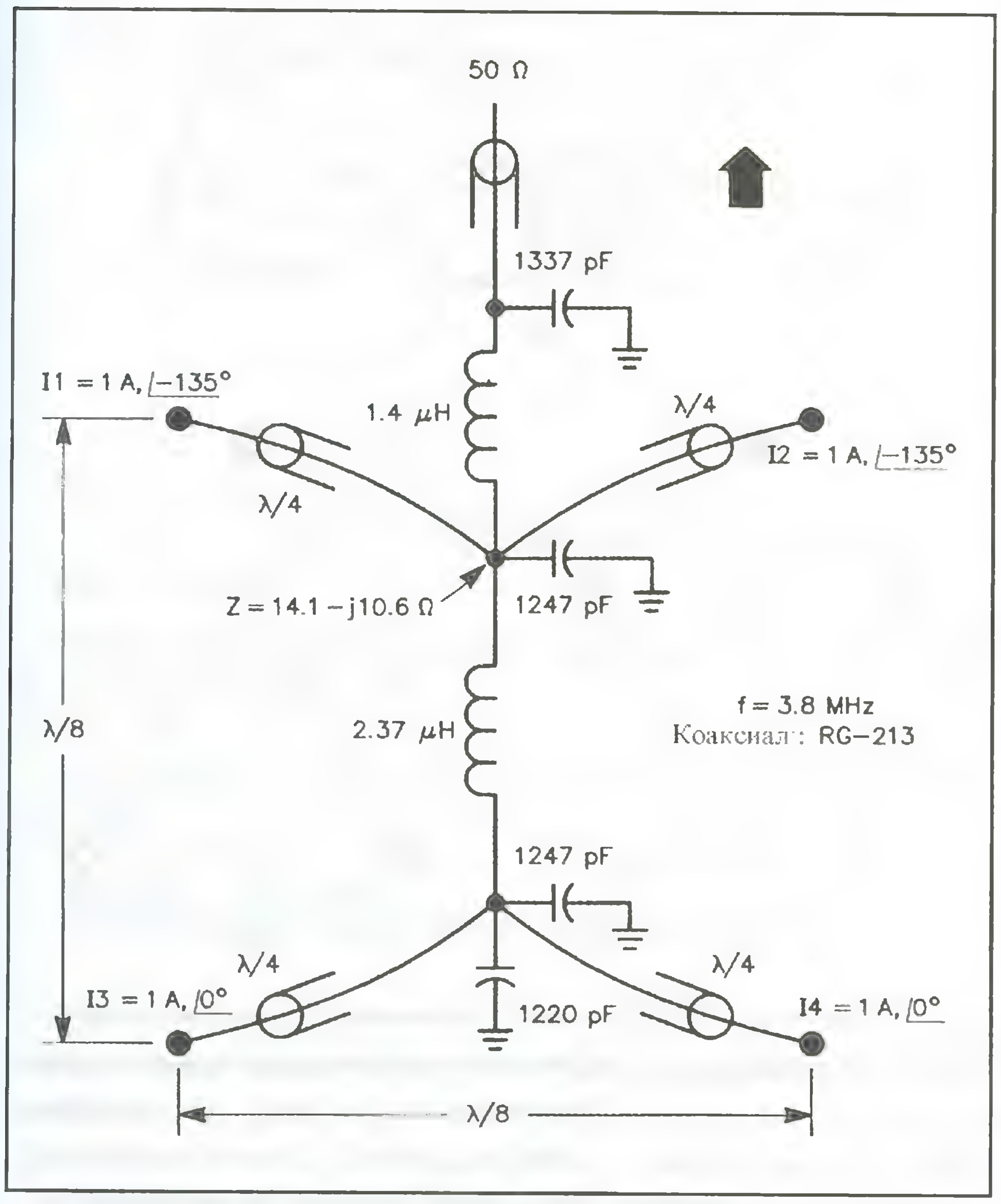


Рис.11.71. Возбуждающая система Levallen для квадратной антенной решетки, показанной на рис.11.70.

Сопротивление в точке соединения двух цепей является параллельным соединением следующих сопротивлений:

Z(2,4)' = 78 Ом.

Z(1,3)' = 14.65 - j15.32 Ом.

Z_{array} = 14.08 – j10.57 Ом.

Схема возбуждения модифицированным методом Levallen показана на рис.11.71.

4.11. Треугольные антенные решетки.

Последняя группа антенных решеток состоит из треугольных антенных решеток. Усиление соизмеримо с усилением 4-х элементных квадратных антенных решеток, а также широкий передний лепесток диаграммы направленности. Я проанализировал три различные равносторонние треугольные антенные решетки. Все три решетки могут возбуждаться двумя различными способами:

- Направленное излучение из вершины треугольника. Вершина угла возбуждается током с запаздыванием фазового угла. Два элемента в основании треугольника возбуждаются с опережением тока.

- Направленное излучение из основания треугольника. Два элемента в основании треугольника возбуждаются током с задержкой фазового угла. Вертикальная антенна в вершине возбуждается с опережением фазового угла.

- В обоих случаях отдельный верхний элемент возбуждается с удвоенной амплитудой тока по сравнению с двумя элементами в углах нижней базовой линии треугольника.

Являясь треугольником, каждая антенная решетка может быть переключена в три направления. Альтернативный метод возбуждения добавит другие три направления, это означает, что с более сложной переключающей системой треугольная антенная решетка может переключаться в шести направлениях. Эта альтернативная решетка имеет то же усиление (с точностью 0.1 дБ) и почти идентичные диаграммы направленности.

Если оба варианта будут использованы в антенной решетке, которая может переключаться в шести направлениях, то потребуются отдельные фазирующие цепи.

Я предоставляю это вашей изобретательности в качестве разработчика антенной решетки, развивающего собственный узел переключения. Проблема заключается в том, что вы должны подвести два кабеля RG-213 к каждому входу излучающих элементов, поскольку всегда есть один элемент, которому требуется ток возбуждения двойной амплитуды и, следовательно, необходимость использования линии передачи 25 Ом. Когда требуется только один кабель (50 Ом), вы закорачиваете четвертьволновую линию передачи. Ко входу антенны короткое замыкание трансформируется в холостой ход.

Ширина диаграммы направленности в каждом направлении приблизительно равна 146°, сомнительно, чтобы эти дополнительные сложности оправдали затраты.

Я опишу три различные треугольные антенные решетки. Разница заключается в размещении элементов и фазовых углах токов.

4.11.1. Треугольная решетка, возбуждаемая в квадратуре.

Atchley, W1CF, описал 3-х элементную антенную решетку, в которой вертикальные антенны расположены в вершинах равностороннего треугольника со стороной 0.29λ [939,941]. В оригинальной версии решетки используются равные амплитуды токов во всех элементах. Позже Gehrke, K2BT, усовершенствовал решетку, возбуждая два задних элемента половинным током от тока переднего элемента. Это улучшает отношение F/B при нулевом угле излучения почти до бесконечности, при подавлении заднего излучения до 20 дБ или лучше для основных углов излучения в секторе приблизительно 60°.

4.11.1.1. Первая схема.

Один элемент возбуждается удвоенной амплитудой, по сравнению с двумя другими, и с опережением фазы двух других на 90°. Излучение всегда происходит в направлении элемента с запаздыванием тока. Следовательно, эта антенная решетка излучает поперек линии, соединяющих два элемента с запаздыванием тока.

Характеристики антенной решетки:

Сторона треугольника: 0.29λ.

Токи возбуждения: I1 = 2.0 A, ∠0°, I2 = 1 A, ∠–90°,
I3 = 1.0 A, ∠–90°

Усиление: 3.9 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 140°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 18.6 – j12.7Ом.

Z2 = Z3 = 84.6 + j9.7Ом.

На рис.11.72C показана конфигурация антенной решетки. Диаграммы направленности над очень хорошей землей показаны на рис.11.72 A и B.

Возбуждение антенной решетки.

Помимо использования гибридного ответвителя Collin, мы можем также использовать возбуждающую систему Levallen (детальное описание смотри в разделе 3.3.3.). четвертьволновые линии передачи легко достигают центра антенной решетки. Расчеты выполнены в предположении использования кабеля RG-213 с затуханием 0.35 дБ/100 футов на частоте 3.8 МГц.

Характеристики на конце линии передачи 25 Ом (два параллельных кабеля RG-213) длиной ¼λ следующие:

Z1′ = 23.03 + j15.40 Ом.

E1′ = 50.32 В, ∠89.75°

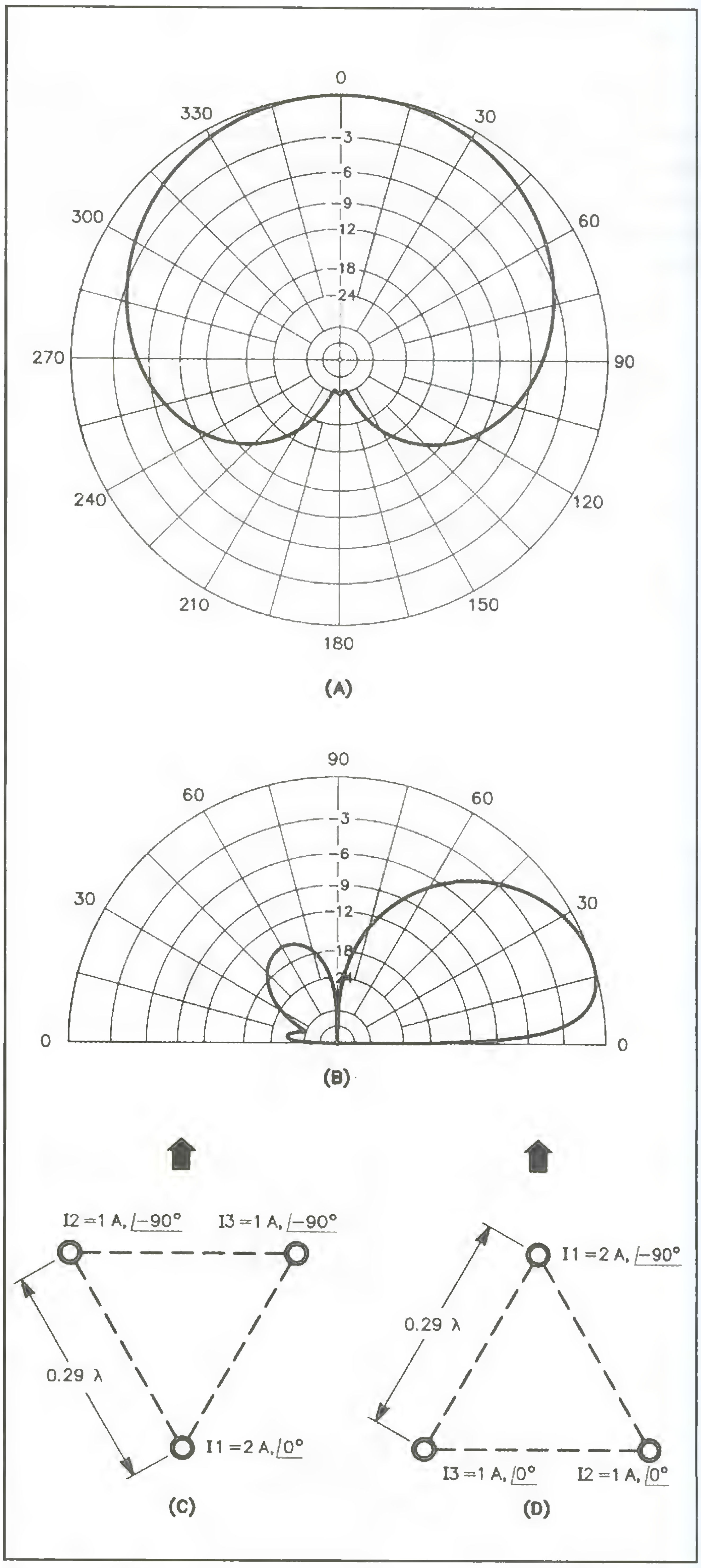


Рис.11.72. диаграммы направленности для треугольной антенной решетки с расстоянием между элементами 0.29λ (квадратурное возбуждение). Альтернативный метод возбуждения на D дает практически то же усиление и диаграмму направленности.

На концах линий передачи 50 Ом к элементам 2 и 3 определим:

Z2′ = Z3′ = 29.73 – j3.28 Ом.

E2′ = E3′ = 51.46 В, ∠0.19°

Параллельное соединение этих линий дает сопротивление:

Z(2,3)′ = 14.86 - j1.64 Ом.

Расчет L – цепи.

Элементы L – цепи Levallen, обеспечивающей необходимый фазовый сдвиг напряжения в 90 °, могут быть легко рассчитаны (смотри раздел 3.3.3). В этом случае мы можем применить формулу, пригодную для более, чем двух элементов:

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{\sum(R)},$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{[\sum(X) - \sum(R)]}.$$

Поскольку значения R и X одинаковы, то:

$\sum(R) = 2 \times R2$ при R2 = 84.62 Ом.

$\sum(X) = 2 \times X2$ при X2 = 9.7 Ом.

R2 и X2 – реальная и мнимая части сопротивления элементов с запаздыванием тока.

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{2 \times R2} = \frac{50^2}{2 \times 84.6} = 14.8 Ом.$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\;2}}{2 \times (X2 - R2)} =$$

$$= \frac{50^2}{2 \times (9.7 - 84.6)} = -16.7 Ом.$$

Последовательный элемент (индуктивность): 0.65 мкГн на частоте 3.65 МГц.

Параллельный элемент (емкость): 2613 пФ на частоте 3.65 МГц.

Расчет сопротивления антенной решетки.

Шунтирующее сопротивление (-j187.5 Ом) включено параллельно с двумя линиями передачи, идущими к элементам 2 и 3.

Общее сопротивление (рассчитанное при помощи модуля SHUNT IMPEDANSE) равно: 7.44 – j17.8 Ом.

Последовательная реактивность (+j14.8 Ом) превращает сопротивление в Z_{t1} = 7.44 - j3.0 Ом.

В этой точке соединены параллельно две линии передачи к элементу 1. Сопротивление на концах этих двух линий передачи равно Z1′ = 23.03 + j15.40 Ом.

Сопротивление антенной решетки является параллельным соединением Z_{t1} и Z1′ и равно: 6.65 – j1.21 Ом.

Оно может быть согласовано с линией передачи 50 Ом при помощи L – цепи, как показано на рис.11.73А.

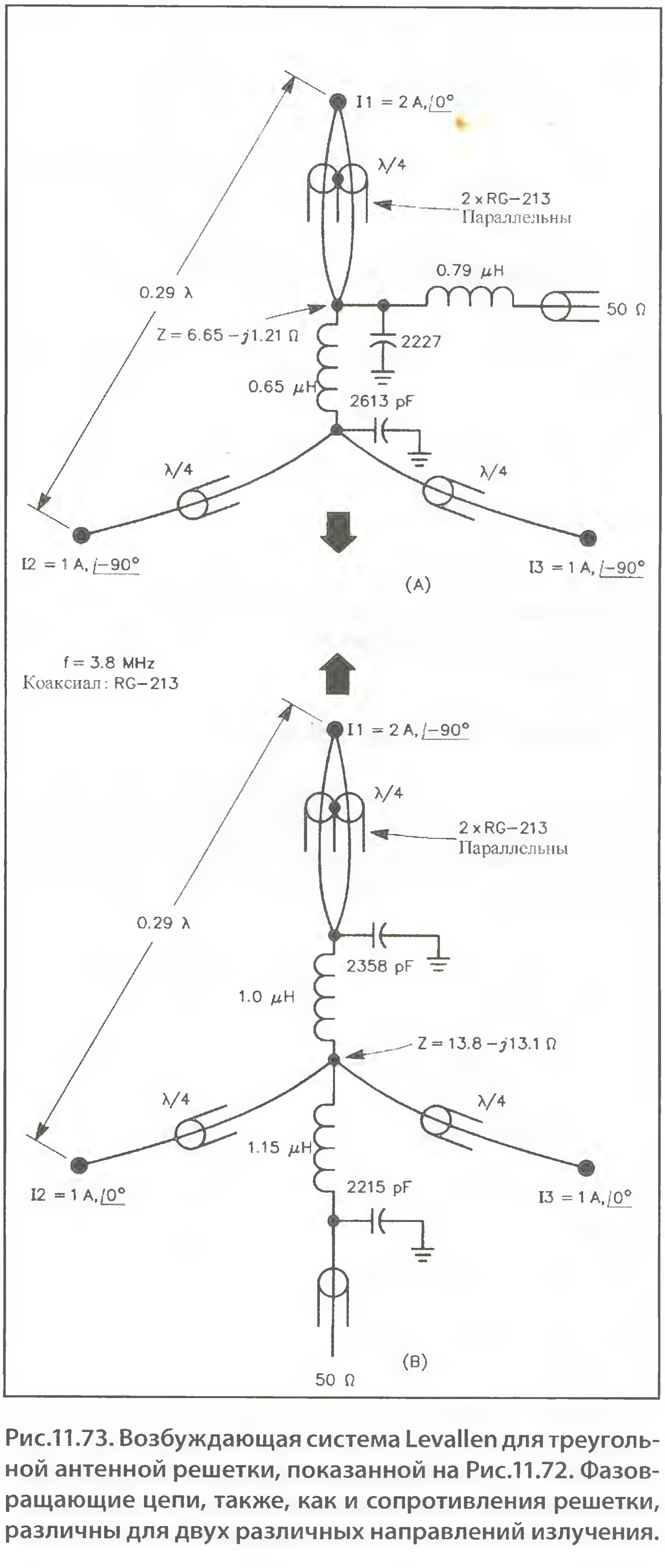

I1 = 2 A, /0°
λ/4
2 x RG–213
Параллельны
0.79 μH
50 Ω
0.29 λ
Z = 6.65 – j1.21 Ω
2227
0.65 μH
2613 pF
λ/4
λ/4
I2 = 1 A, /–90°
I3 = 1 A, /–90°
(A)
f = 3.8 MHz
Коаксиал: RG–213
I1 = 2 A, /–90°
λ/4
2 x RG–213
Параллельны
0.29 λ
2358 pF
1.0 μH
Z = 13.8 – j13.1 Ω
λ/4
λ/4
1.15 μH
I2 = 1 A, /0°
2215 pF
I3 = 1 A, /0°
(B)
50 Ω

Рис.11.73. Возбуждающая система Levallen для треугольной антенной решетки, показанной на Рис.11.72. Фазовращающие цепи, также, как и сопротивления решетки, различны для двух различных направлений излучения.

4.11.1.2. Вторая схема.

В этой конфигурации излучает вершина треугольника. Элемент в этой вершине возбуждается с удвоенной амплитудой тока по сравнению с двумя другими и с задержкой фазы тока на 90°. Эта конфигурация в сочетании с конфигурацией, описанной в разделе 4.11.1.1., делает возможным создание антенной решетки, которая обеспечивает шесть направлений. Сопротивления в этих конфигурациях различны и L – цепи Levallen также различны.

Характеристики антенной решетки:

Сторона треугольника: 0.29λ.

Токи возбуждения: I1 = 2.0 А, ∠–90°, I2 = 1 А, ∠0°,
I3 = 1.0 А, ∠0°

Усиление: 3.8 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 145°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 54.2 – j13.5 Ом.

Z2 = Z3 = 14.4 – j43.9Ом.

На рис.11.72D показана конфигурация антенной решетки. Диаграммы направленности для всех практических целей идентичны диаграммам антенной решетки, описанной в разделе 4.11.1.1.

Возбуждение антенной решетки.

Здесь также легко применим гибридный ответвитель Collin, особенно, если мы хотим сделать антенную решетку, переключаемую в шести направлениях. Я опишу возбуждающую систему Levallen (детальное описание смотри в разделе 3.3.3.).

Характеристики на конце линии передачи 25 Ом длиной ¼λ следующие:

Z1′ = 11. 3 + j2.68 Ом.

E1′ = 50.93 В, ∠89.14°

На концах линий передачи 50 Ом к элементам 2 и 3 определим:

Z2′ = Z3′ = 18.52 + j50.79 Ом.

E2′ = E3′ = 50.26 В, ∠89.14°

Расчет L – цепи.

Элементы L – цепи Levallen, обеспечивающей необходимый фазовый сдвиг напряжения в 90 °, могут быть легко рассчитаны (смотри раздел 3.3.3). В этом случае мы можем применить формулу, пригодную для более, чем двух элементов (мы имеем два параллельных элемента):

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\ 2}}{\sum(R)},$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\ 2}}{[\sum(X)-\sum(R)]}.$$

Поскольку мы возбуждаем тот же самый элемент двумя параллельными коаксиальными кабелями, то:

$\sum(R) = 2\times R1$ при R1 = 54.2 Ом.

$\sum(X) = 2\times X1$ при X1 = -13.5 Ом.

R2 и X2 – реальная и мнимая части сопротивления элементов с запаздыванием тока.

$$X_S = \frac{Z_{coax}^{\ 2}}{2\times R1} = \frac{50^2}{2\times 54.2} = 23.1\,Ом.$$

$$X_P = \frac{Z_{coax}^{\ 2}}{2\times(X1-R1)} =$$

$$= \frac{50^2}{2\times(-13.5-54.2)} = -18.5\,Ом.$$

Последовательный элемент (индуктивность): 1.0 мкГн на частоте 3.65 МГц.

Параллельный элемент (емкость): 2358 пФ на частоте 3.65 МГц.

Расчет сопротивления антенной решетки.

Шунтирующее сопротивление (-j18.5 Ом) включено параллельно с двумя линиями передачи, идущими к элементам 2 и 3. Общее сопротивление (рассчитанное при помощи модуля SHUNT IMPEDANSE) равно: 23.8 – j36.2 Ом.

Последовательная реактивность (+j23.1 Ом) превращает сопротивление в Z_{t1} = 13.8 – j13.1 Ом.

В этой точке соединены параллельно две линии передачи к элементам 2 и 3. Сопротивление на концах этих двух линий передачи равно Z2′ = Z3′ = 18.52 + j50.79 Ом.

Сопротивление антенной решетки является параллельным соединением Z2′ и Z3′ и равно: 6.71 – j9.38 Ом. Оно может быть согласовано с линией передачи 50 Ом при помощи L – цепи, как показано на рис.11.73B

4.11.2. Треугольная антенная решетка с улучшенным фазированием.

Эта антенная решетка была оптимизирована для уменьшения излучения заднего лепестка под большим углом. Взамен этого увеличивается уровень заднего лепестка при угле 15°. Я считаю более важным иметь хорошее отношение F/B при больших углах. Это, возможно, даже более выгодно для дальней связи (малые углы) с заднего направления. В тоже самое время увеличивается усиление на 0.6 дБ, что немаловажно.

4.11.2.1. Первая схема.

Характеристики антенной решетки:

Сторона треугольника: 0.29λ.

Токи возбуждения: I1 = 2.0 A, ∠0°, I2 = 1 A, ∠–115°,
I3 = 1.0 A, ∠–115°

Усиление: 4.5 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 120°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 14.9 – j4.3 Ом.

Z2 = Z3 = 70.6 + j21.5 Ом.

На рис.11.74C показана конфигурация антенной решетки. Диаграммы направленности над очень хорошей землей показаны на рис.11.74.

Эта антенная решетка возбуждается не в квадратуре, поэтому возбуждающей системой является модифицированная система Levallen (детальное описание смотрите в разделе 3.3.4). На конце линий передачи 25 Ом (два параллельных кабеля RG_213) длиной 90° к элементу 1 сопротивление и напряжение следующие:

Z1' = 38.47 + j10.88 Ом.

E1' = 50.26 B, ∠–24.59°

На конце линий передачи 50 Ом длиной 90° к элементам 2 и 3 определим:

Z2' = Z3' = 32.93 – j9.65 Ом.

E2' = E3' = 51.22 B, ∠–24.59°

Теперь мы должны разработать цепь, которая будет вставлена в уже соединенные линии передачи к элементам 2 и 3, чтобы выровнять фазовые углы напряжений. Цепь будет состоять из шунтирующей реактивности (катушки или конденсатора) и удлинителя линии с постоянным сопротивлением. Две линии передачи, соединенные параллельно дают сопротивление:

Z(2,3)' = 16.46 + j4.82 Ом.

E(2,3) = 51.22 B, ∠–24.59°

Присоединим шунтирующее сопротивление, чтобы исключить реактивную часть сопротивления (рассчитанное при помощи модуля SHUNT REACTANCE). Шунтирующая емкость –j61Ом (686 пФ на частоте 3.8 МГц) компенсирует мнимую часть сопротивления. Новое значение будет равно:

Z(2,3)' = 17.8 Ом.

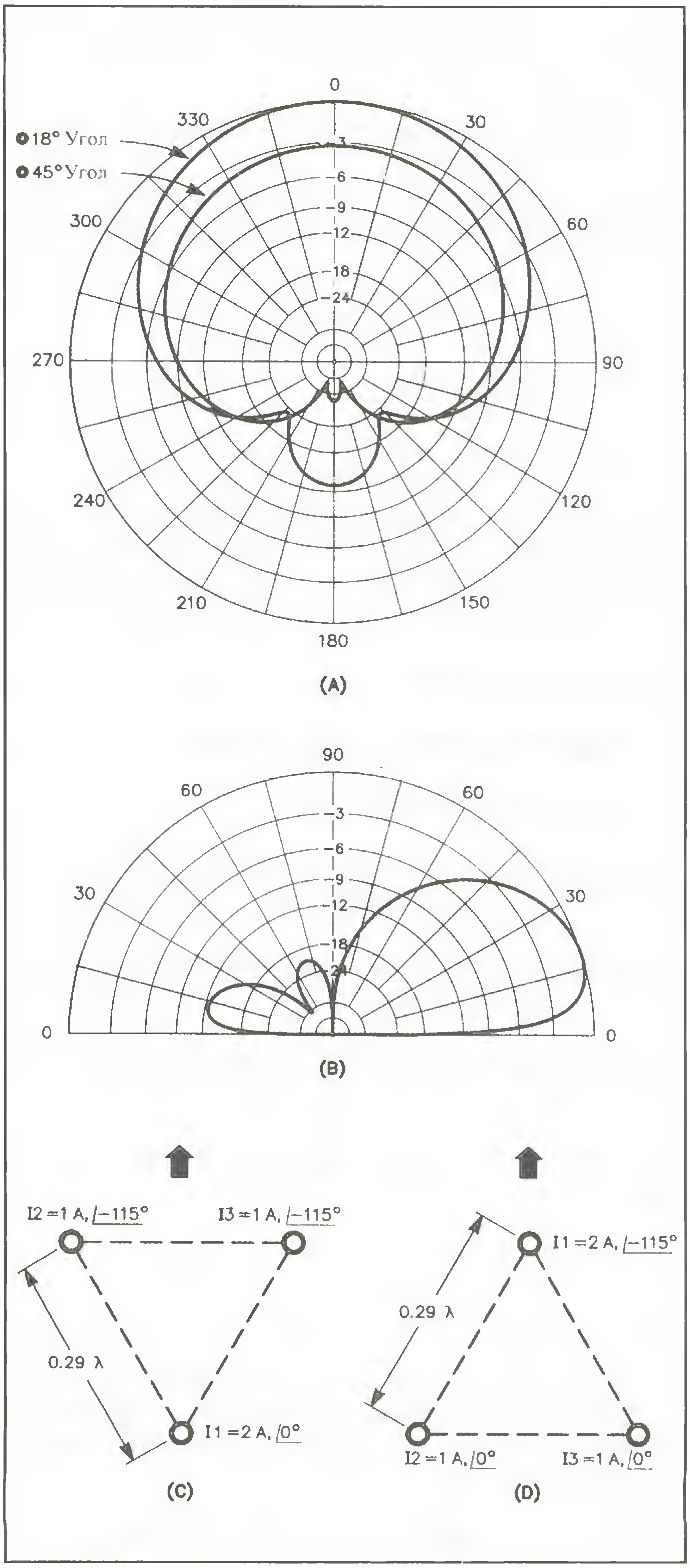


Рис.11.74. Диаграммы направленности для треугольной антенной решетки с расстоянием между элементами 0.29λ и улучшенным фазовым углом (115 °). Альтернативный метод возбуждения на D дает практически то же усиление и диаграмму направленности.

П-цепь удлинителя линии следующая.

Сопротивление 17. 8 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: -24.59°.

Фазовый угол входного напряжения: 89.92°.

$X_P = -j11.4\,Ом$ (3658 пФ на частоте 3.8 МГц).

$X_S = j16.2\,Ом$ (0.68 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Сопротивление в точке соединения двух цепей является параллельным соединением следующих сопротивлений:

Z(2,3)′ = 17. 8 Ом.

Z1′ = 38.47 + j10.88 Ом.

Z_{array} = 12.37 – j1.05 Ом.

Схема возбуждения модифицированным методом Levallen показана на рис.11.75. существует множество других возможных альтернативных цепей, использующие методологию этой же самой цепи (см. раздел 3.3.4.).

4.11.2.2.Вторая схема.

Характеристики антенной решетки:

Сторона треугольника: 0.29λ.

Токи возбуждения: I1 = 2.0 A, ∠–115°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1.0 A, ∠0°

Усиление: 4.4 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 124°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 64.9 + j19.7 Ом.

Z2 = Z3 = 6.5 – j26.5Ом.

На рис.11.74D показана конфигурация антенной решетки. Диаграммы направленности для всех практических целей идентичны диаграммам антенной решетки, описанной в разделе 4.11.2.1.

Эта антенная решетка возбуждается не в квадратуре, поэтому возбуждающей системой является модифицированная система Levallen (детальное описание смотрите в разделе 3.3.4). На конце линий передачи 25 Ом (два параллельных кабеля RG_213) длиной 90° к элементу 1 сопротивление и напряжение следующие:

Z1′ = 9.01 – j2.66 Ом.

E1′ = 51.12 В, ∠–24.62°

На конце линий передачи 50 Ом длиной 90° к элементам 2 и 3 определим:

Z2′ = Z3′ = 25.18 – j87.56 Ом.

E2′ = E3′ = 51.12 В, ∠–24.62°

Теперь мы должны разработать цепь, которая будет вставлена в уже соединенные линии передачи к элементам 2 и 3, чтобы выровнять фазовые углы напряжений. Цепь будет состоять из шунтирующей реактивности (катушки или конденсатора) и удлинителя линии с постоянным сопротивлением. Две линии передачи, соединенные параллельно дают сопротивление:

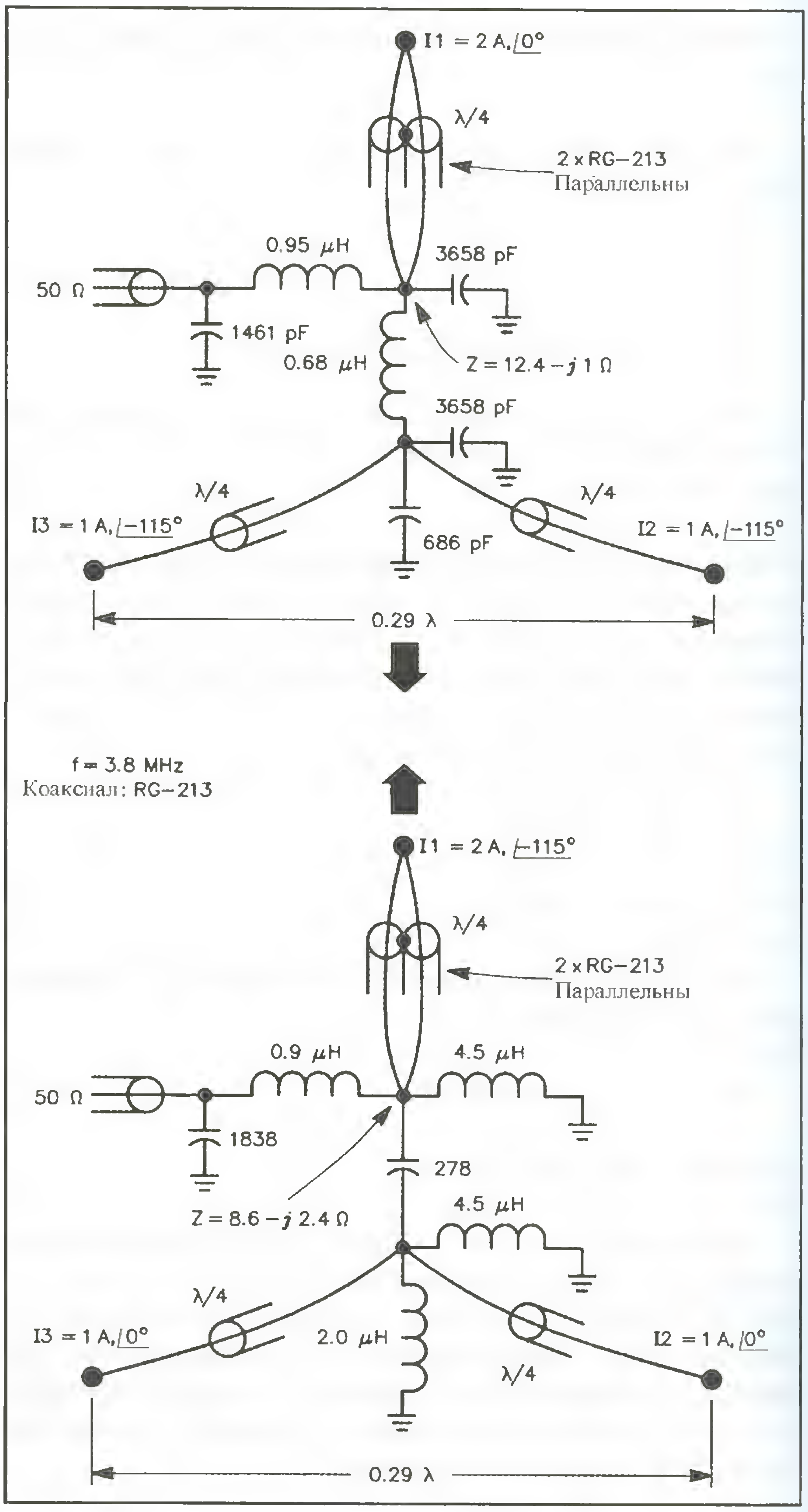


Рис.11.75. Возбуждающая система Levallen для треугольной антенной решетки, показанной на Рис.11.74. Фазовращающие L цепи, также, как и сопротивления решетки, различны для двух различных направлений излучения.

Z(2,3)' = 12.59 - j43.78 Ом.

E(2,3) = 51.12 В, ∠–24.62°

Присоединим шунтирующее сопротивление, чтобы исключить реактивную часть сопротивления (рассчитанное при помощи модуля SHUNT REACTANCE).

Шунтирующая индуктивность j47.4 Ом (2.0 мкГн на частоте 3.8 МГц) компенсирует мнимую часть сопротивления. Новое значение будет равно:

Z(2,3)' = 164. 8 Ом.

П – цепь удлинителя линии следующая.

Сопротивление 164. 8 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: 89.48°.

Фазовый угол входного напряжения: -24.62°.

$X_P = j106.8\,Ом$ (4.5 мкГн на частоте 3.8 МГц).

$X_S = -j150.0\,Ом$ (278 пФ на частоте 3.8 МГц).

Сопротивление в точке соединения двух цепей является параллельным соединением следующих сопротивлений:

Z(2,3' = 164. 8 Ом.

Z1' = 9.01 - j2.66 Ом.

Z_{array} = 8.58 – j2.39 Ом.

Схема возбуждения модифицированным методом Levallen показана на рис.11.75. существует множество других возможных альтернативных цепей, использующие методологию этой же самой цепи (см. раздел 3.3.4.).

4.11.3. Антенная решетка с вдвое меньшими размерами.

В этой антенной решетке я настроил фазовые углы для хорошо сбалансированного отношения F/B. При углах больше 30° отношение F/B лучше, чем 20 дБ. Это очень привлекательная антенная решетка для 160 метров. Эта антенная решетка теряет только 0.2 дБ по сравнению с решеткой с удвоенными размерами.

4.11.3.1. Первый вариант.

Характеристики антенной решетки:

Сторона треугольника: 0.145λ.

Токи возбуждения: I1 = 2.0 A, ∠0°, I2 = 1 A, ∠–145°,
I3 = 1.0 A, ∠–145°

Усиление: 4.3 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 122°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 9.1 - j13.0 Ом.

Z2 = Z3 = 26.6 + j35.9 Ом.

На рис.11.76 показана конфигурация антенной решетки и диаграммы направленности над очень хорошей землей. Эта антенная решетка возбуждается не в квадратуре, по-

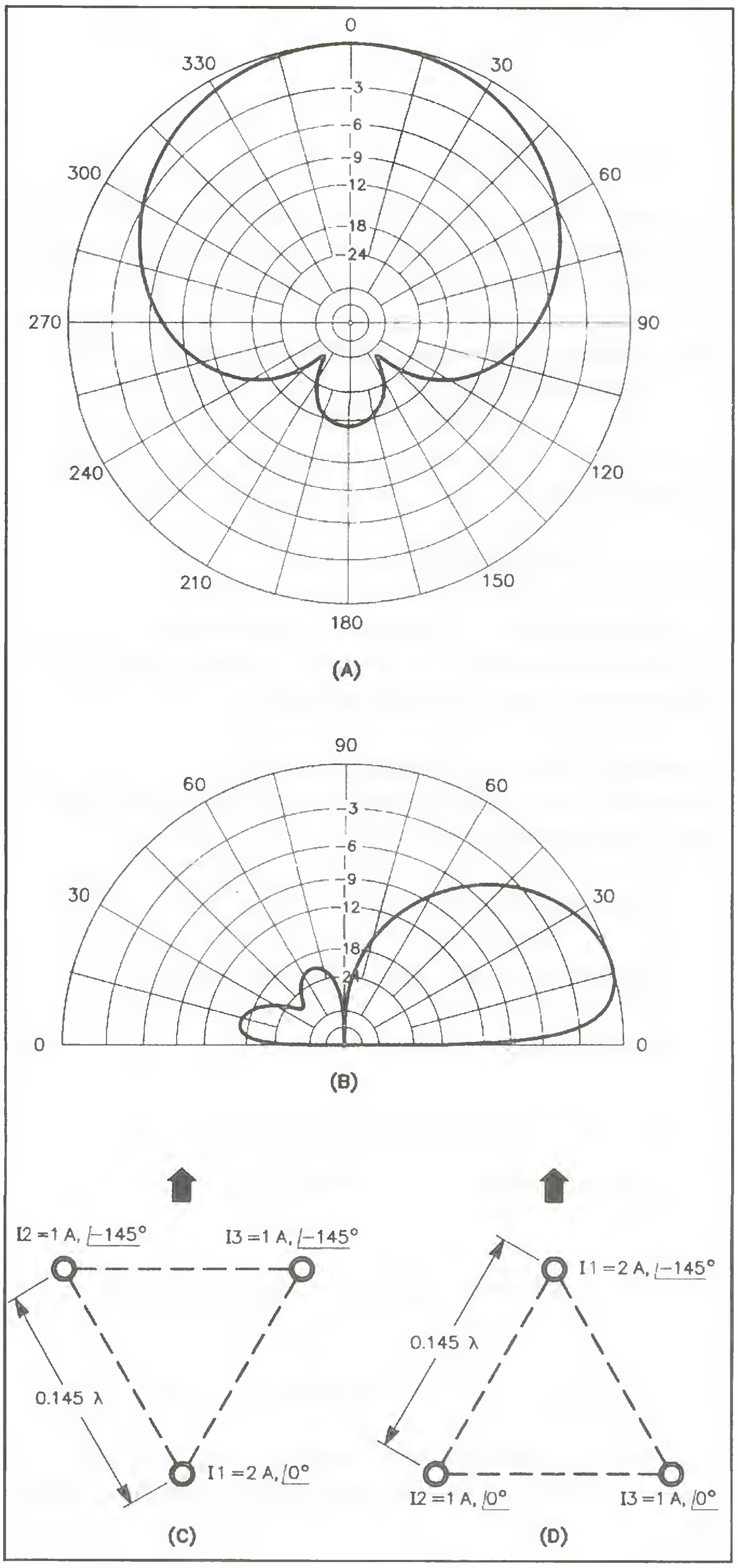


Рис.11.76. Диаграммы направленности для треугольной антенной решетки с расстоянием между элементами 0.145λ (элементы возбуждаются с разностью фаз 145°). Альтернативный метод возбуждения на D дает практически то же усиление и диаграммы направленности.

этому возбуждающей системой является модифицированная система Levallen (детальное описание смотрите в разделе 3.3.4).

На конце линий передачи 25 Ом (два параллельных кабеля RG_213) длиной 90° к элементу 1 сопротивление и напряжение следующие:

Z1′ = 22.98 + j31.76 Ом.

E1′ = 50.16 В, ∠–89.74°

На конце линий передачи 50 Ом длиной 90° к элементам 2 и 3 определим:

Z2′ = Z3′ = 34.46 – j43.93 Ом.

E2′ = E3′ = 50.47 В, ∠–54.3°

Теперь мы должны разработать цепь, которая будет вставлена в уже соединенные линии передачи к элементам 2 и 3, чтобы выровнять фазовые углы напряжений. Цепь будет состоять из шунтирующей реактивности (катушки или конденсатора) и удлинителя линии с постоянным сопротивлением.

Две линии передачи, соединенные параллельно дают сопротивление:

Z(2,3′ = 17.23 - j21.96 Ом.

Присоединим шунтирующее сопротивление, чтобы исключить реактивную часть сопротивления (рассчитанное при помощи модуля SHUNT REACTANCE).

Шунтирующая индуктивность j35.5 Ом (1.5 мкГн на частоте 3.8 МГц) компенсирует мнимую часть сопротивления. Новое значение будет равно:

Z(2,3)′ = 45. 22 Ом.

П-цепь удлинителя линии следующая.

Сопротивление 45.22 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: -54.3°.

Фазовый угол входного напряжения: 89.74°.

$X_P = -j14.7 Ом$ (2854 пФ на частоте 3.8 МГц).

$X_S = j26.6 Ом$ (1.1 мкГн на частоте 3.8 МГц).

Сопротивление в точке соединения двух цепей является параллельным соединением следующих сопротивлений:

Z(2,3)′ = 45. 22 Ом.

Z1′ = 22.98 + j11.3 Ом.

Z_{array} = 20.37 + j11.3 Ом.

Схема возбуждения модифицированным методом Levallen показана на рис.11.77. существует множество других возможных альтернативных цепей, использующие методологию этой же самой цепи (см. раздел 3.3.4.).

4.11.3.2. Второй вариант.

Характеристики антенной решетки:

Сторона треугольника: 0.145λ.

Токи возбуждения: I1 = 2.0 A, ∠–145°, I2 = 1 A, ∠0°,
I3 = 1.0 A, ∠0°

Усиление: 4.2 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 124°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

Z1 = 17.2 + j20.3 Ом.

Z2 = Z3 = 10.3 – j31.5Ом.

На рис.11.76D показана конфигурация антенной решетки. Диаграммы направленности для всех практических целей идентичны диаграммам антенной решетки, описанной в разделе 4.11.3.1. Эта антенная решетка возбуждается не в квадратуре, поэтому возбуждающей системой является модифицированная система Levallen (детальное описание смотрите в разделе 3.3.4).

На конце линий передачи 25 Ом (два параллельных кабеля RG_213) длиной 90° к элементу 1 сопротивление и напряжение следующие:

Z1′ = 15.43 – j17.73 Ом.

E1′ = 50.30 В, ∠–54.6°

На конце линий передачи 50 Ом длиной 90° к элементам 2 и 3 определим:

Z2′ = Z3′ = 25.84 + j70.49 Ом.

E2′ = E3′ = 50.19 В, ∠89.38°

Теперь мы должны разработать цепь, которая будет вставлена в уже соединенные линии передачи к элементам 2 и 3, чтобы выровнять фазовые углы напряжений. Цепь будет состоять из шунтирующей реактивности (катушки или конденсатора) и удлинителя линии с постоянным сопротивлением. Две линии передачи, соединенные параллельно дают сопротивление:

Z(2,3)′ = 12.92 + j35.24 Ом.

На конце двух линий передачи к элементу 1 имеем:

Z1′ = 15.43 – j17.73 Ом.

Присоединим шунтирующее сопротивление, чтобы исключить реактивную часть сопротивления (рассчитанное при помощи модуля SHUNT REACTANCE).

Шунтирующая индуктивность j31.2 Ом (1.3 мкГн на частоте 3.8 МГц) компенсирует мнимую часть сопротивления. Новое значение будет равно:

Z(2,3)′ = 35. 8 Ом.

П-цепь удлинителя линии следующая.

Сопротивление 35. 8 Ом.

Фазовый угол выходного напряжения: 89.38°.

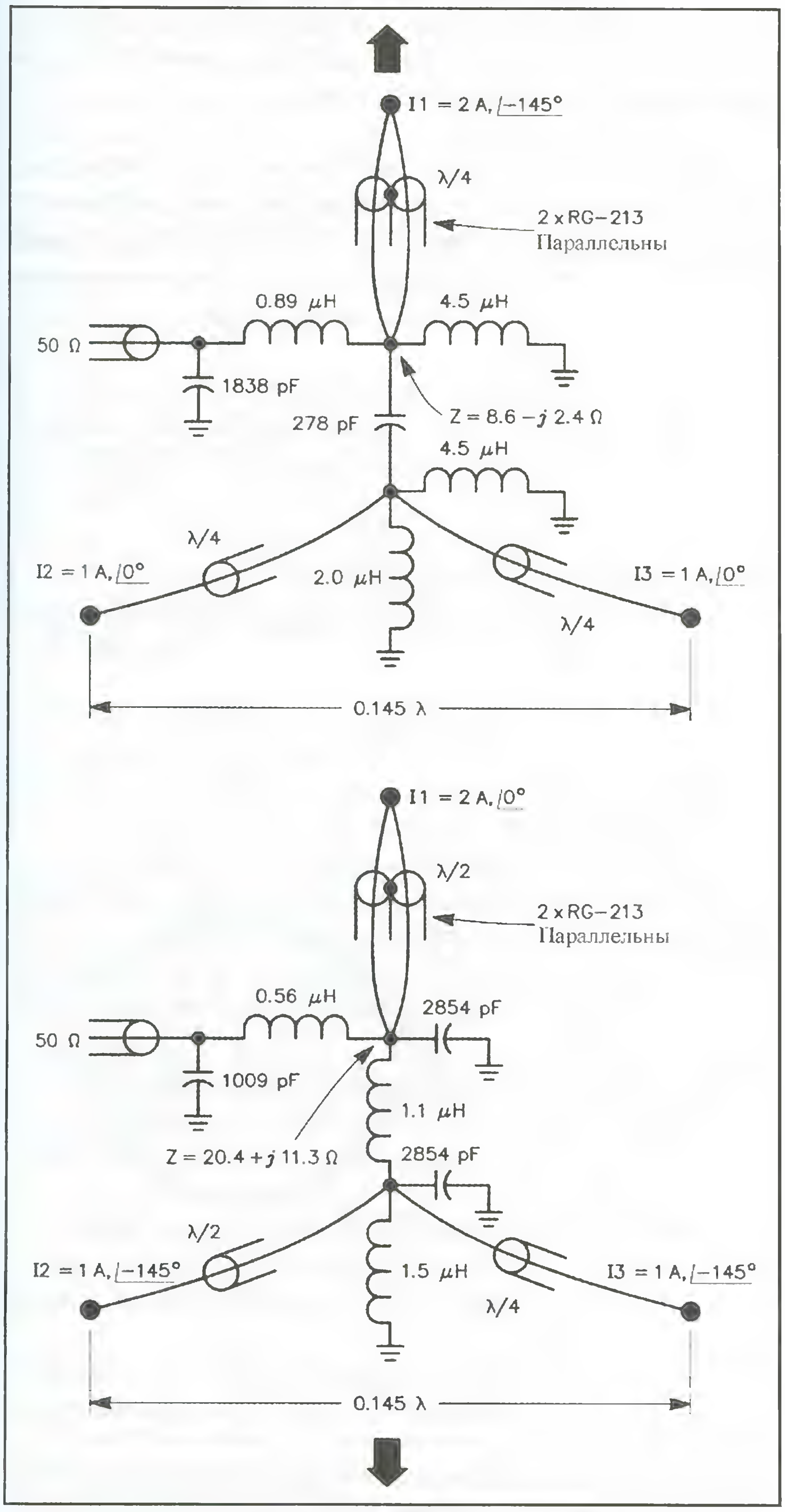


Рис.11.77. Возбуждающая система Levallen для треугольной антенной решетки, показанной на Рис.11.76. Фазовращающие L цепи, также, как и сопротивления решетки, различны для двух различных направлений излучения.

Фазовый угол входного напряжения: -54.66°.

$X_P = j11.6\text{Ом}$ (0.49 мкГн на частоте 3.8 МГц).

$X_S = -j21.1\text{Ом}$ (1989 пФ на частоте 3.8 МГц).

Сопротивление в точке соединения двух цепей является параллельным соединением следующих сопротивлений:

Z(2,3)′ = 35. 8 Ом.

Z1′ = 12.92 + j12.49 Ом.

Z_{array} = 18.53 + j12.49 Ом.

Схема возбуждения модифицированным методом Levallen показана на рис.11.77. существует множество других возможных альтернативных цепей, использующие методологию этой же самой цепи (см. раздел 3.3.4.).

4.12. Предельная вертикальная антенная решетка: 9-ти элементная круговая антенная решетка W0UN.

John Brosnahan, W0UN, разработал вертикальную антенную решетку, которая кажется предельной для длинноволновых диапазонов. Он использовал 9 элементов, 8 из которых расположены по окружности с 9-м элементом в центре этой окружности. Радиус окружности равен приблизительно 31 м для частоты 3.775 МГц, что делает решетку действительно порядочного размера! Включая противовесы, эта антенна занимает площадь 1 гектар (100 м на 100 м). Но технические характеристики едва ли можно назвать значительными. С ее узким передним лепестком (60°) эта решетка переключается в восьми направлениях. Ее отношение F/B для угла 25° лучше 20 дБ в секторе углов не менее 230°, что действительно замечательно. Геометрическое отношение вперед/вбок равно 32 дБ, а отношение F/B равно 33 дБ. С антенной подобного типа определенно нет необходимости в отдельных приемных антеннах! На Рис.11.78. показано размещение антенны с токами возбуждения.

Характеристики антенной решетки.

Радиус круга: 0.39λ.

Восемь четвертьволновых элементов равномерно расположены по периметру окружности (через 45°).

Токи возбуждения: Смотри Рис.11.78.

Усиление: 7.7 дБ относительно отдельной вертикальной антенны (над средней землей).

Ширина диаграммы направленности по уровню -3 дБ: 60°.

Входные сопротивления (включая потери в земле 2 Ом):

$Z1 = 41.1 + j32.1$ Ом.

$Z2 = 118.0 + 212$ Ом.

$Z3 = Z4 = 87.8 + j30.1$ Ом.

$Z5 = Z6 = 66 + j0.6$ Ом.

$Z7 = Z8 = 15.7 + j16.1$ Ом.

$Z9 = -32.\ 3 + j28.7$ Ом.

На рис.11.79 показаны диаграммы направленности над очень хорошей землей.

Токи возбуждения.

Приятным моментом в этой антенной решетке является то, что все элементы возбуждаются в квадратуре (с шагом 90 °), что существенно упрощает конструирование системы возбуждения. Амплитуды токов на первый взгляд могут казаться несколько странными, но в действительности они являются результатом некоторых практических размышлений.

Мы уже выяснили, что в методах вынужденного тока (W7EL или W1FC) получают различные токи возбуждения, используя коаксиальные кабели с различным сопротивлением (для линий передачи вынужденного тока длиной ¼λ). Кажущиеся странными значения токов в 9-ти элементной антенной решетке W0UN, были получены, исходя из следующего:

- Центральный элемент (требуемая амплитуда тока возбуждения 3 А): три кабеля 50 Ом, соединенные параллельно (общее сопротивление 16.7 Ом).
- Элементы, требующие токов возбуждения 1 А: единственная линия передачи 50 Ом.
- Элементы, требующие токов возбуждения 1.66 А: кабели 50 Ом и 75 Ом, соединенные параллельно (общее сопротивление 30 Ом).

Выше показанные токи, конечно, являются относительными (нормированными) значениями.

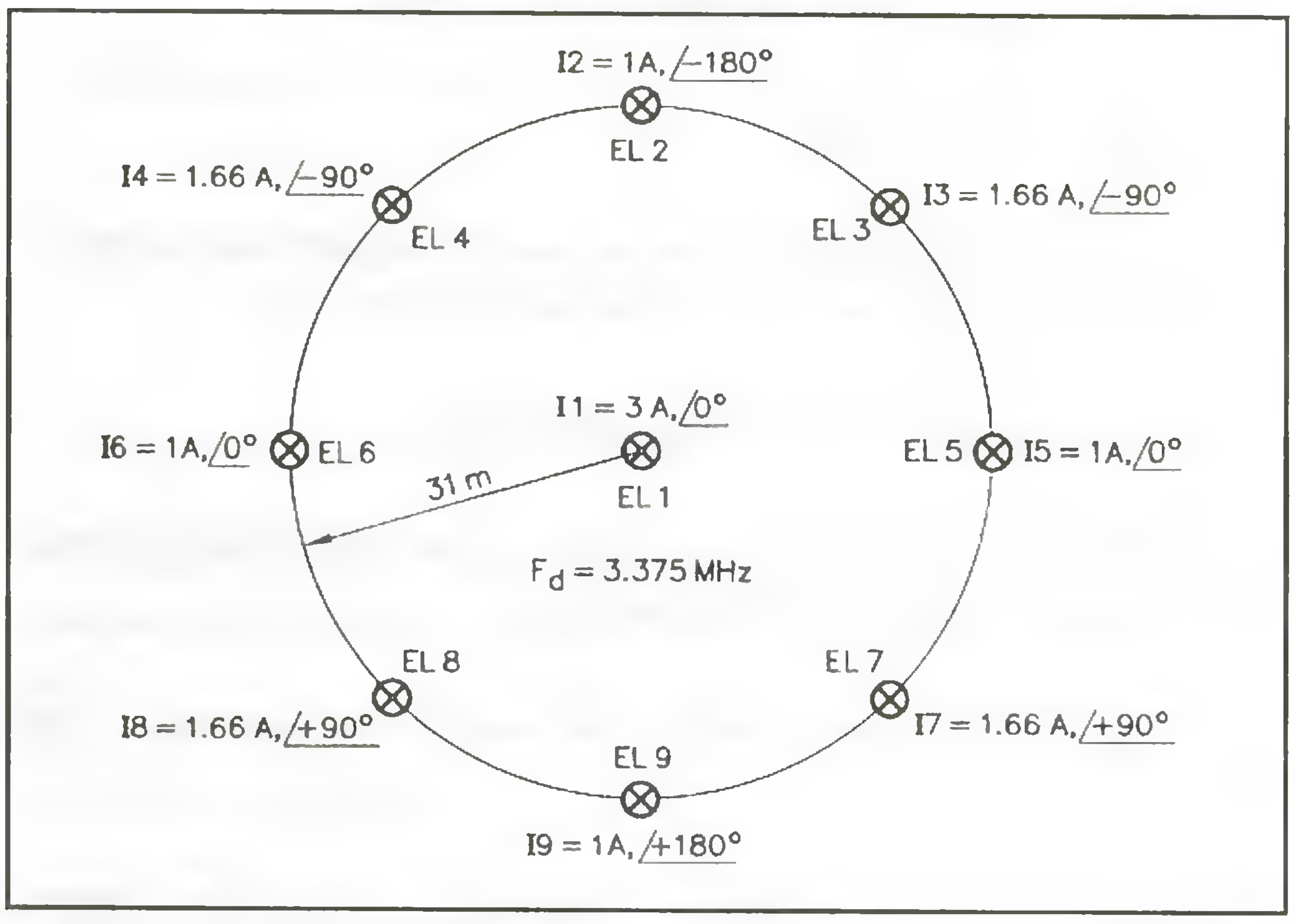


Рис.11.78. Размещение элементов и токи возбуждения в них для 9-ти элементной антенной решетки W0UN.

Круговое переключение антенной решетки.

Каждый из 8-ми элементов на окружности связан двумя кабелями с блоком переключения, расположенным в центре антенной решетки. Один кабель имеет волновое сопротивление 50 Ом (RG-213) и другой – 75 Ом (RG-11). Оба длиной точно ¾ λ (что приблизительно 39 м). Когда элемент необходимо возбудить током амплитудой 1 А, рабочей линией передачи является линия с сопротивлением 50 Ом, линия с сопротивлением 75 Ом при этом в блоке переключения закорачивается. Когда элемент необходимо возбудить током амплитудой 1.66 А, оба коаксиальных кабеля используются параллельно включенными, составляя общее сопротивление 30 Ом.

Блок переключения.

В блоке переключения находятся концы 20-ти кабелей, по два на каждый элемент на окружности, три для центрального элемента (три параллельных линии 50 Ом), и один, идущий к приемопередатчику.

Наиболее простой путь выполнения переключающего оборудования является использование матричного способа, в котором 4 линии (-90°, 0°, +90° и +180°, что одно

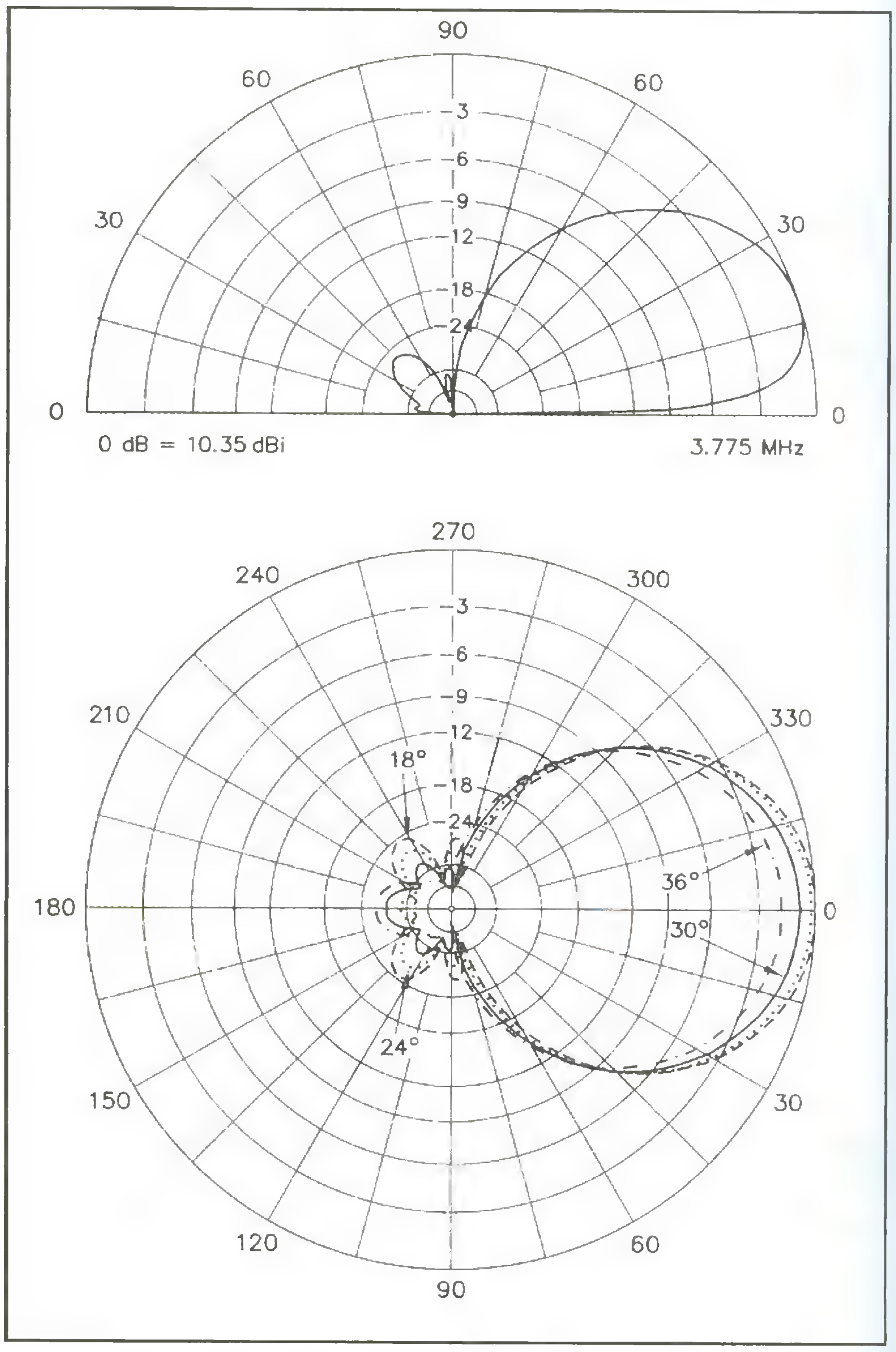


Рис.11.79. Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях 9-ти элементной антенной решетки W0UN. Диаграммы в горизонтальных плоскостях показанные для различных углов, демонстрируют превосходные отношения F/B и F/S в широких пределах изменения вертикальных углов.

и тоже с -180°) пересекаются с 8-ю линиями от 8-ми элементов. На пересечении мы имеем однополюсное реле на одно направление, которое соединяет X – линии с Y – линиями при необходимости (это то, что мы называем поперечной системой). В тоже самое время существует другое однополюсное реле на два направления рядом с каждым из 2 x 8 коаксиальных концов (к элементам на окружности). Эти реле переключают концы кабелей 75 Ом либо параллельно кабелю 50 Ом, либо к короткому замыканию на его конце. На Рис.11.80 показана часть такой поперечной системы.

Возбуждение антенной решетки.

В таблице 11.3 я рассчитал сопротивления и напряжения на концах линий передачи (в блоке переключения). Для кабелей я использовал потери 0.35 дБ/100 футов. Для кабелей без потерь напряжения на их концах должно быть равно 50 В с приращением фазового угла 90°. Отметим в самом деле существенные отличия от этого, что означает, что в действительности мы не получим точных амплитуд тока и фазовых углов, которые мы имеем в нашей модели.

Посмотрите на рис.11.81. концы линий передачи, идущие к элементам 1, 5 и 6 соединены параллельно. Результирующее сопротивление будет равно: Z(A) = Z(1,5,6) = 4.23 – j1.97 Ом, чрезвычайно низкое значение!

Линии передачи, идущие к элементам 3 и 4 соединены параллельно, результирующее сопротивление будет равно: Z(B) = Z(3,4) = 5. 3 – j1.56 Ом, другое очень низкое значение!

Нам также необходимо соединить параллельно линии передачи, идущие к элементам 7 и 8: Z(C) = Z(7,8) = 14.75 – j13 Ом.

Точка С (общая точка линий, идущих к элементам 7 и 8) соединена с точкой В (общая точка линий передачи к элементам 4 и 3) при помощи фазирующей линии длиной 180°. Поскольку получены очень низкие сопротивления, я использовал два параллельных кабеля 50 Ом для трансформации сопротивления. В результате получил: Z(7,8)' = 15.6 – j12.4 Ом. Это сопротивление соединено параллельно с сопротивлением Z(3,4) = 5. 3 – j1.56 Ом, что дает следующий результат: Z(C)' = Z(3,4,7,8)' = 4.09 – j2.58 Ом.

Линии передачи к элементам 2 и 9 соединены параллельно (-180° то же самое, что и +180°), в результате имеем: Z(2,9) = 5.6 – j10.1 Ом.

Теперь мы должны соединить точку D (общие точки линий передачи, идущих к элементам 2 и 9) с точкой А (общая точка линий передачи, идущих к элементам 1,5 и 6) при помощи фазирующей линии длиной 180°.Поскольку получены очень низкие сопротивления, я использовал два параллельных кабеля 50 Ом для трансформации сопротивления.

Результаты следующие: Z(2,9' = 6.6 – j9.9 Ом. Это сопротивление соединено параллельно с сопротивлением

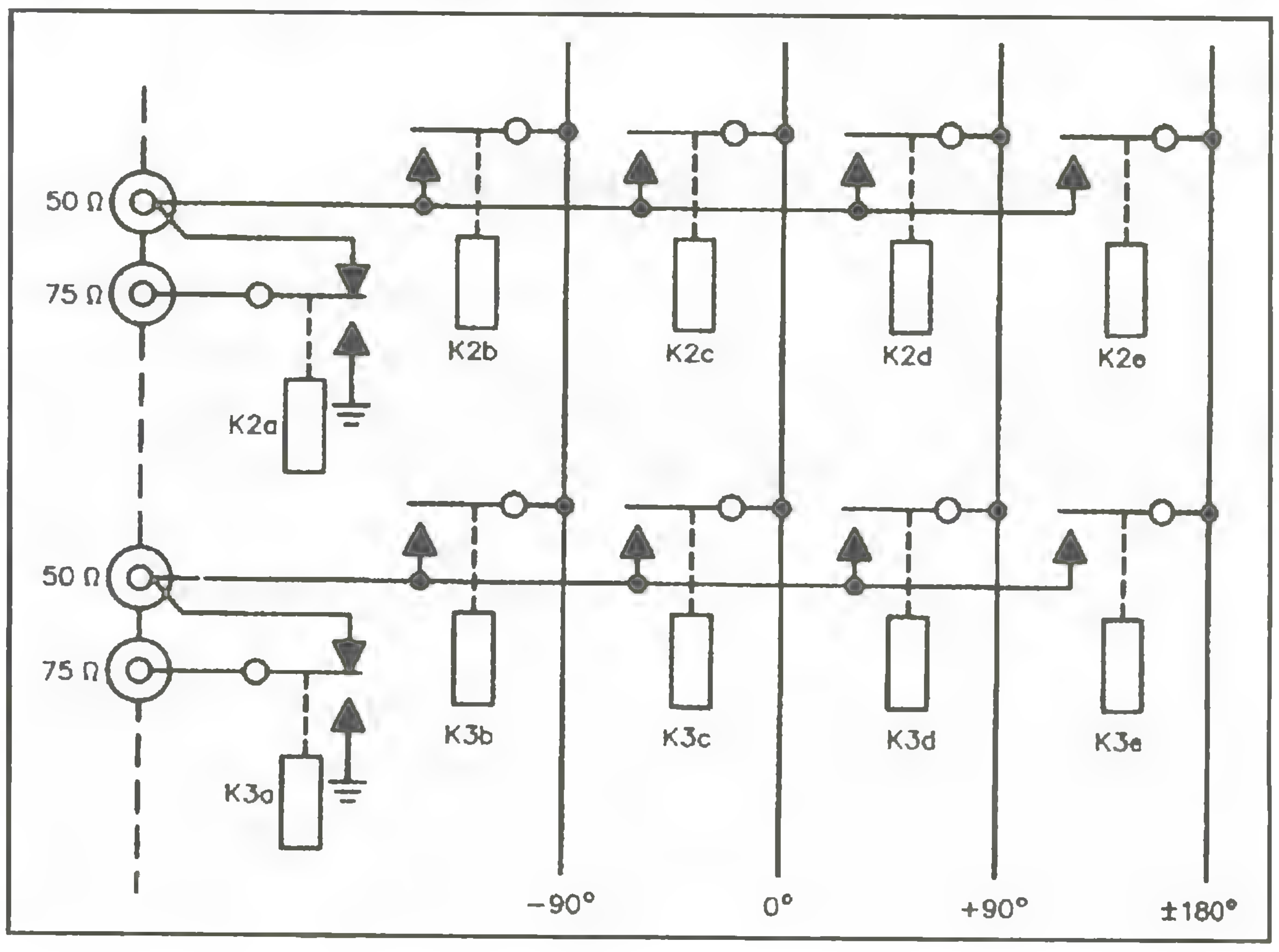


Рис.11.80. Часть одной из возможных схем матричной системы переключения для 9-ти элементной круговой антенной решетки W0UN.

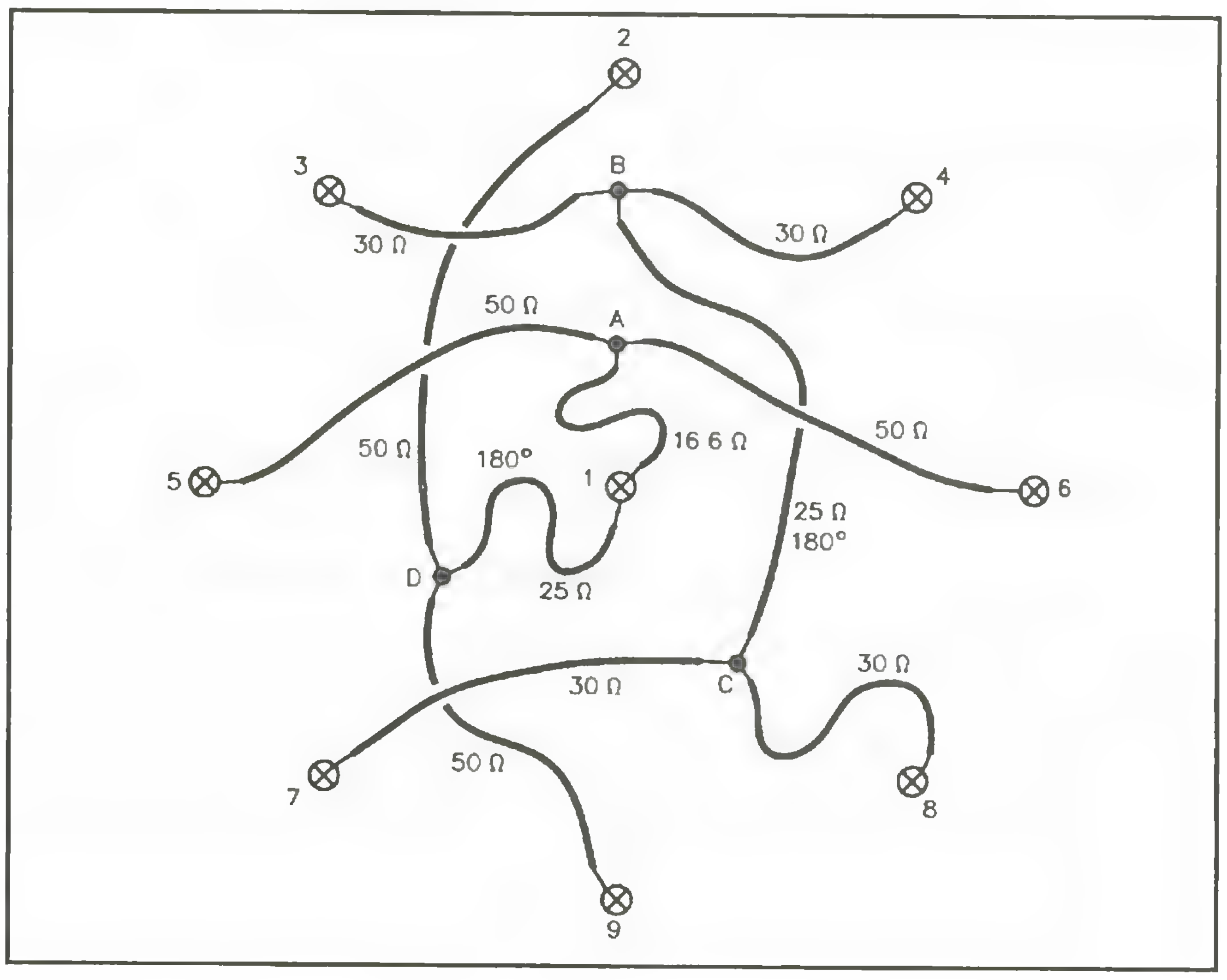


Рис.11.81. Монтажная схема антенной решетки. W0UN, показывающая линии передачи, соединенные для одного направления. Показаны все сопротивления линий передачи. Линии без указания длины имеют длину 270° (есть две линии длиной 180°, одна между точками В и С, другая между точками D и А). 90° фазирующая цепь размещена между точками А и D, как показано на рис.11.82. Детальное описание смотри в тексте.

Таблица 11.3. Сопротивления и токи на концах линий передачи длиной ¾ λ, идущих к каждому элементу 9-ти элементной круговой антенной решетки.

	El 3,4	El 1	El 5,6	El 7,8	El 2	El 9
I_{ant}	1.66 A, ∠–90°	3 A, ∠0°	1 A, ∠0°	1.66 A, ∠90°	1 A, ∠90°	1 A, ∠+90°
Z_{cable}	30 Ом	16.66 Ом	50 Ом	30 Ом	50 Ом	50 Ом
Z_{end}	10.6-j3.03	5-j3.11	40-j0.6	29.5-j26	7.63-j8.89	-45.2-j35.1
E_{end}	57.5 B, ∠–177°	56.7 B, ∠–85°	53.4 B, ∠–90°	51.3 B, ∠1.5°	57.2 B, ∠101°	51.7 B, ∠91.6°

Z(1,5,6). Результирующее сопротивление теперь станет равным: Z(A) = Z(1,5,6,2,9) = 2.88 – j1.92 Ом. По мере продвижения к окончательному получению входного сопротивления антенной решетки, мы сталкиваемся все с меньшими значениями сопротивлений!

Но это все еще не входное сопротивление антенной решетки. Теперь мы должны вставить 90° фазирующую цепь между точками A и B.

Как рассчитать фазирующую цепь.

Я использовал П – цепь для получения необходимого фазового сдвига. Существует несколько вариантов. Вы можете возбудить антенную решетку из точки A или из точки B (в первом случае требуется сдвиг фазы на 90°, во втором – на -90°) и вы можете также использовать T или П цепи. Я выбрал возбуждение из точки A и использовал П – цепь.

Положительная параллельная реактивность +j9.1 Ом делает сопротивление в точке B чисто активным. Оно равно 5.72 Ом. Это характеристическое сопротивление П - цепи.

Z_{filter} : 5.72 Ом.

Фазовый угол входного напряжения: -90°.

Фазовый угол выходного напряжения: 0°.

$X_P = -j5.72\text{Ом}$ (7.623 пФ на частоте 3.65 МГц).

$X_S = j5.72\text{Ом}$ (0.25 мкГн на частоте 3.65 МГц).

Окончательное входное сопротивление антенной решетки (точка A) является параллельным соединением сопротивления 2.88 – j1.92 Ом, с сопротивлением 5.72 +j0 Ом и равно 2.1 – j0.81 Ом, которое может быть согласовано с линией 50 Ом при помощи L – цепи, как показано на рис.11.82.

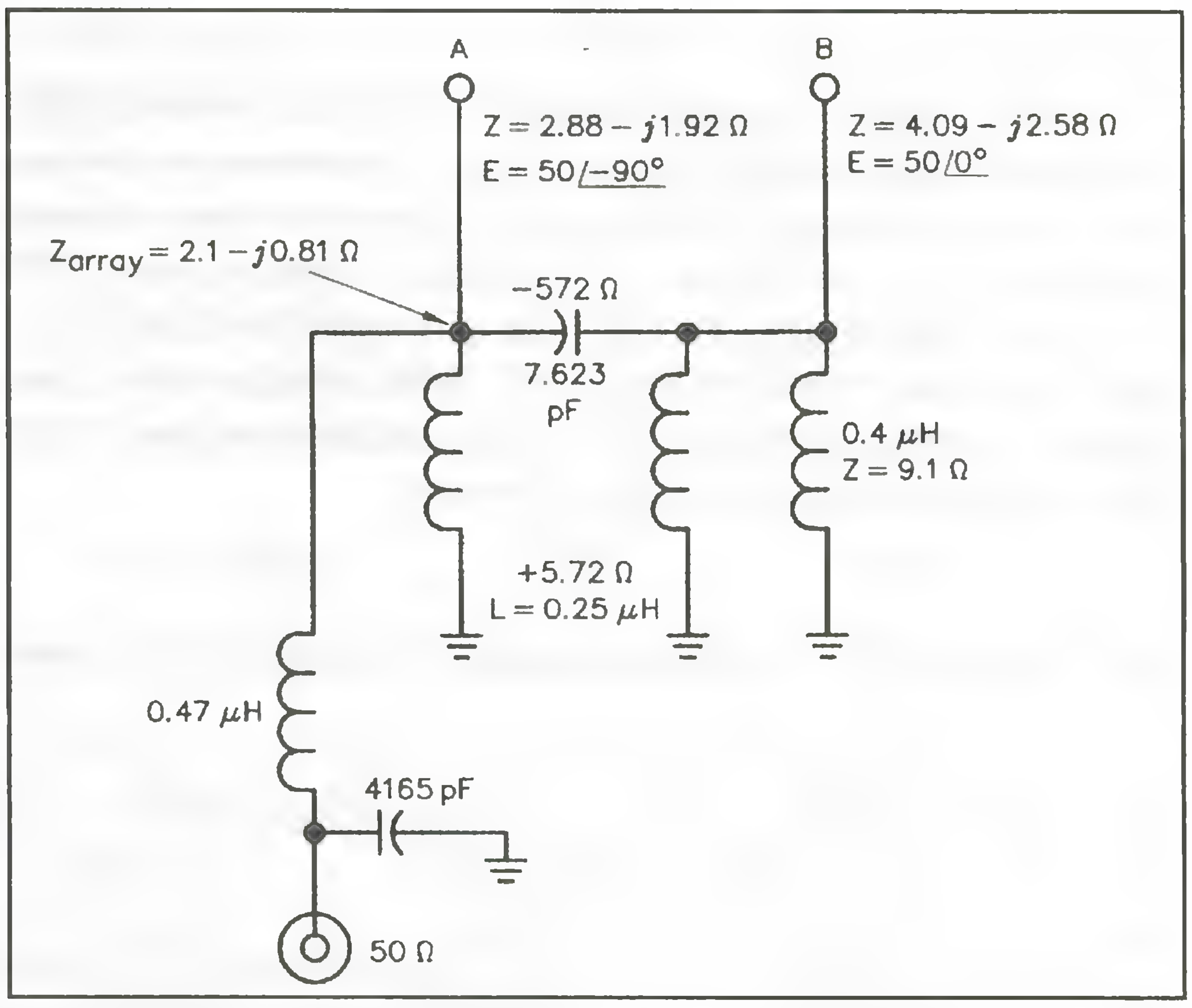


Рис.11.82. П – цепь 90° фазосдвигающей цепи для 9-ти элементной круговой антенной решетки W0UN.

Заключение.

- Это хорошая антенная решетка , даже на бумаге.
- Она требует приблизительно 1 гектар (100 м на 100 м) площади.
- Требуется приблизительно 850 м коаксиального кабеля (да, почти 1 км!).
- Получаются очень маленькие сопротивления; не столько входные сопротивления элементов, сколько сопротивления на концах линий передачи (в блоке переключения).
- Это также означает, что имеется очень высокие значения КСВ в линиях передачи, и потери из за рассогласования могут разрушить правильные амплитудные и фазовые соотношения.

Если ожидается конструирование такой антенной решетки и системы переключения, то должна быть проявлена чрезвычайная щепетильность для обеспечения очень малых потерь в блоке переключения. Все соединения должны быть выполнены широкими медными полосами, сопротивления контактов в реле должны иметь абсолютный минимум. ВЧ токи до 25 А протекают в цепях с сопротивлениями до 2 Ом при мощности 2 кВт! Реле является очень критичным изделием в этой антенне.

Когда антенна уже работает, проверьте элементы на потери при помощи измерения температуры. Вы можете использовать метод «касания» (прежде убедитесь, что мощность выключена!) или вы можете использовать инфракрасный термометр, если сможете его где либо взять.

5. Конструкция элементов.

5.1. Конструктивный анализ.

Самостоятельные четвертьволновые элементы легко конструировать на 40 метрах. На 80 метрах это становится трудной задачей, но самостоятельные элементы реально осуществимы даже из трубчатых элементов, если использовать хорошие материалы и телескопические элементы. Решеткообразные конструкции обычно более употребимы с телескопическими алюминиевыми трубами на конце. В верхней части диапазона большинство вертикальных антенн представляют собой мачты с оттяжками. Поскольку элементы в антенной решетке целесообразно возбуждать последовательно, элементы должны быть изолированы от земли, что является существенным механическим ограничением в конструкции.

Я использовал модуль ELEMENT STRESS ANALYSIS программного обеспечения YAGI DESIGN (смотри главу по программному обеспечению) для разработки самостоятельных элементов доя 40 и 80 метров, которые выдерживают высокие ветровые нагрузки. Поскольку элемент вертикальный, он не нагружается своим собственным весом, что означает, что один и тот же элемент в вертикальном положении выдержит более высокие ветровые нагрузки, чем в горизонтальном положении.

При использовании модуля ELEMENT STRESS ANALYSIS необходимо предусмотреть это условие введением необычного близкого к нулю веса используемого материала.

Будет, однако, значительно легче, если вы запланируете хотя бы один уровень, где вертикальная антенна будет закреплена оттяжками. Обычно это уменьшает стоимость материала для изготовления вертикальной ветроустойчивой антенны в 3 или более раз. И последнее, конструкция элемента, являющаяся наилучшей для вашего проекта, в большой степени определяется наличием материала.

Необходимо сказать, что для оттяжек необходимы материалы, не проводящие электричество (кевлар, нейлон, лавсан и т.п.) или металлические оттяжки, разбитые на небольшие нерезонансные длины при помощи изоляторов. Посмотрите The ARRL Antenna Book (глава 22), в которой это рассмотрено очень подробно.

Все характеристики антенной решетки в этой главе приведены для полноразмерных четвертьволновых элементов. Однако, нет необходимости использовать полноразмерные элементы. Элементы с нагрузкой на вершине, имеющие длину 2/3 от полной длины, могут быть использованы без большого риска. Убедитесь, однако, что все элементы антенной решетки используют одинаковые нагрузки на вершине. Если нет, принимаются специальные меры предосторожности (смотри раздел 6.5). Если используются излучатели с оттяжками (например, алюминиевые трубы), проволочные оттяжки, установленные на вершине могут быть использованы в качестве нагрузок элементов (смотри главу по вертикальным антеннам). Если антенная решетка должна охватывать 3.8 МГц, а также 3.5 МГц, то небольшая индуктивность может быть установлена в основании каждого вертикального излучателя (убедитесь, что нагрузочные катушки идентичные!) для установления резонанса всех элементов на частоту 3.5 МГц.

5.2. Шлейфовое питание в сравнении с последовательным.

Шлейфовое питание элементов активной антенной решетки необходимо избегать почти во всех случаях. Согласующая система (гамма согласование, омега согласование, согласование наклонным проводом и т.п.) вносит дополнительные фазовые сдвиги, которые трудно контролировать. Такие фазовые сдвиги портят токи возбуждения в элементах антенны.

Только в антенных решетках, в которых все входные сопротивления одинаковы, может быть успешно применено шлейфовое питание. Входные сопротивления всех элементов антенной решетки будут одинаковы только тогда, когда все элементы возбуждаются в фазе (или с разностью фаз 180°). Шлейфовое питание может рассматриваться для таких антенных решеток, если вертикальные элементы, так же как и согласующие системы, одинаковы (включая значения любых конденсаторов и индуктивностей, используемых в согласующей системе). Если вы ощущаете соблазн использовать вашу мачту, нагруженную ВЧ антеннами, в качестве элемента антенной решетки, будьте уверены, ваши усилия направлены на достижение невозможного:

- Нагруженные мачты могут быть электрически «довольно» длинными, что может послужить помехой для получения необходимой направленности (смотри раздел 2).

- Вы вынуждены использовать шлейфовое питание, которое практически неконтролируемо, если все элементы не точно идентичны (что практически недостижимо в случае с нагруженной мачтой).

Нагруженные мачты, несомненно, подходят для отдельных вертикальных антенн, но они более чем сложны в антенных решетках.

5.3. 4-х элементная квадратная антенная решетка с проволочными элементами.

5.3.1. Основы.

80 метровая 4-х элементная квадратная антенная решетка при установке занимает небольшую площадь. Я установил особую версию 4-х элементной квадратной антенной решетки вокруг моей полноразмерной четвертьволновой вертикальной 160 метровой антенны. Эта конструкция стала очень популярной, поскольку была опубликована первой. От вершины вертикальной антенны я протянул четыре нейлоновых веревки диаметром 6 мм с шагом 90° к отдаленной опоре (кольям). Эти нейлоновые канаты служат поддержками кабелей, от которых я свешивал четыре вертикальных антенны. Единственный противовес направлен от центра квадрата (где расположена вертикальная антенна на 160 метров). Смотри рис.11.83.

В моем частном случае, когда опора была достаточно высокой, я сумел сделать полноразмерные вертикальные элементы со входом и противовесом на высоте 5 м над землей. В такой конструкции единственный противовес благоприятствовал трем целям:

1). Он обеспечивает необходимое соединение с малым сопротивлением внешнего экрана линии передачи.

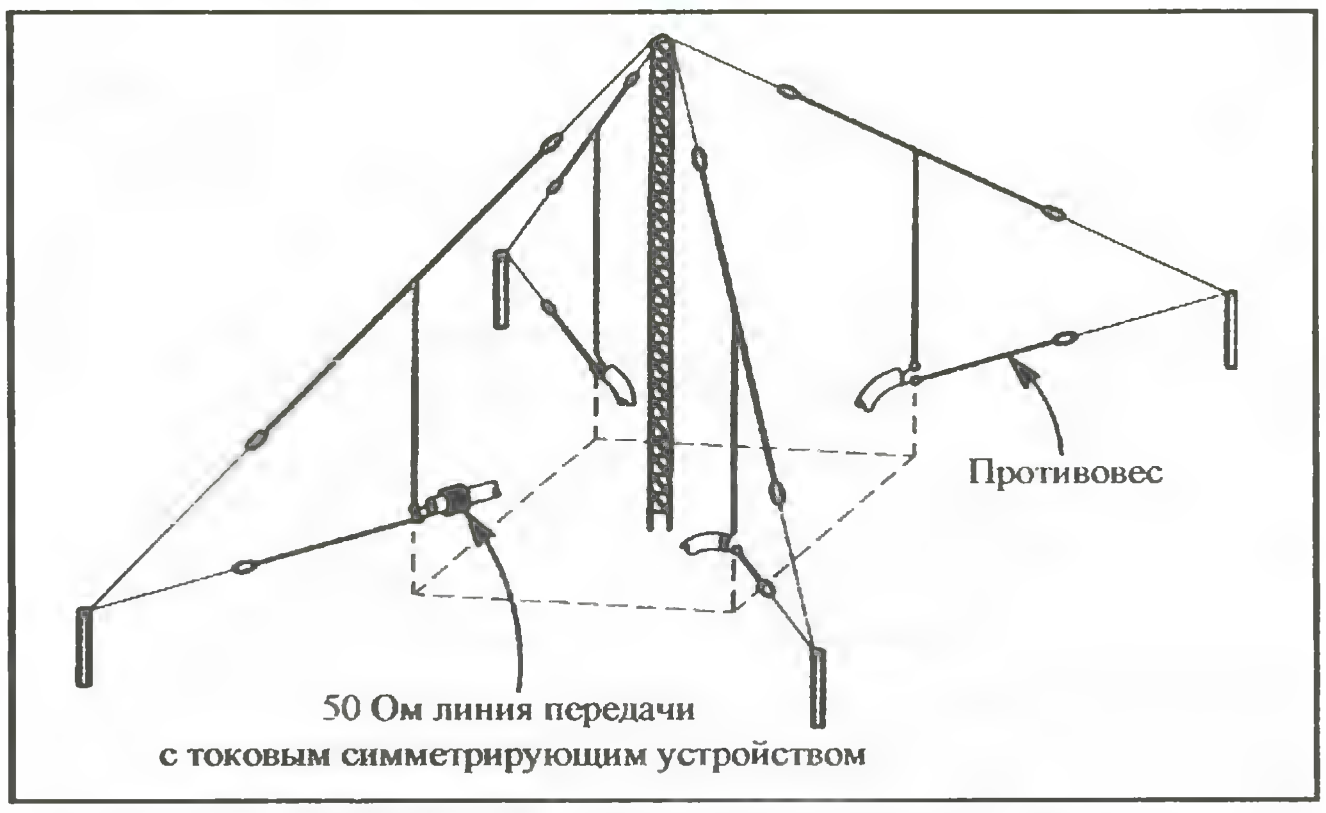


Рис.11.83. Если имеется достаточно места, можно протянуть четыре кабеля (изоляционного материала) от вершины мачты к четырем опорам в углах квадрата. Эти кабели поддерживают четыре вертикальных антенны и их нагрузочные структуры, если таковые имеются. Наклонные провода на вершине вертикальных антенн, как показано, не создают горизонтальной составляющей поля излучения, при условии равенства их длин с двух сторон вертикальной антенны.

2). Он помогает достичь резонанса антенны (что не происходит в случае большого количества противовесов или закопанных противовесов, где резонанс определяется только длиной вертикального элемента).

3). Он обеспечивает излучение под большими углами. Мы можем спорить, нужно это или нет, но в моем частном случае я желал иметь изрядное количество излучения под большими углами для того, чтобы иметь возможность использовать антенную решетку в соревнованиях, где также необходимы связи на небольшие расстояния.

Именно единственный противовес без дополнительного экрана (на или в земле) возместит вам потерянные 6 дБ максимально достижимого усиления. Я сам решительный сторонник использования дополнительных противовесов или заземляющего экрана под вертикальной антенной (смотри главу 9, раздел 2.2.12). В моем частном случае существует около 250 противовесов (длиной от 20 до 60 метров), в основном служащих системой противовесов для 160 метровой вертикальной антенны, поддерживающей антенную решетку. С такой интенсивной системой противовесов антенная решетка имеет отношение F/B от 20 до 25 дБ при малых углах и тем не менее очень приемлемую направленность при относительно больших углах (при 60° отношение F/B 20 дБ).

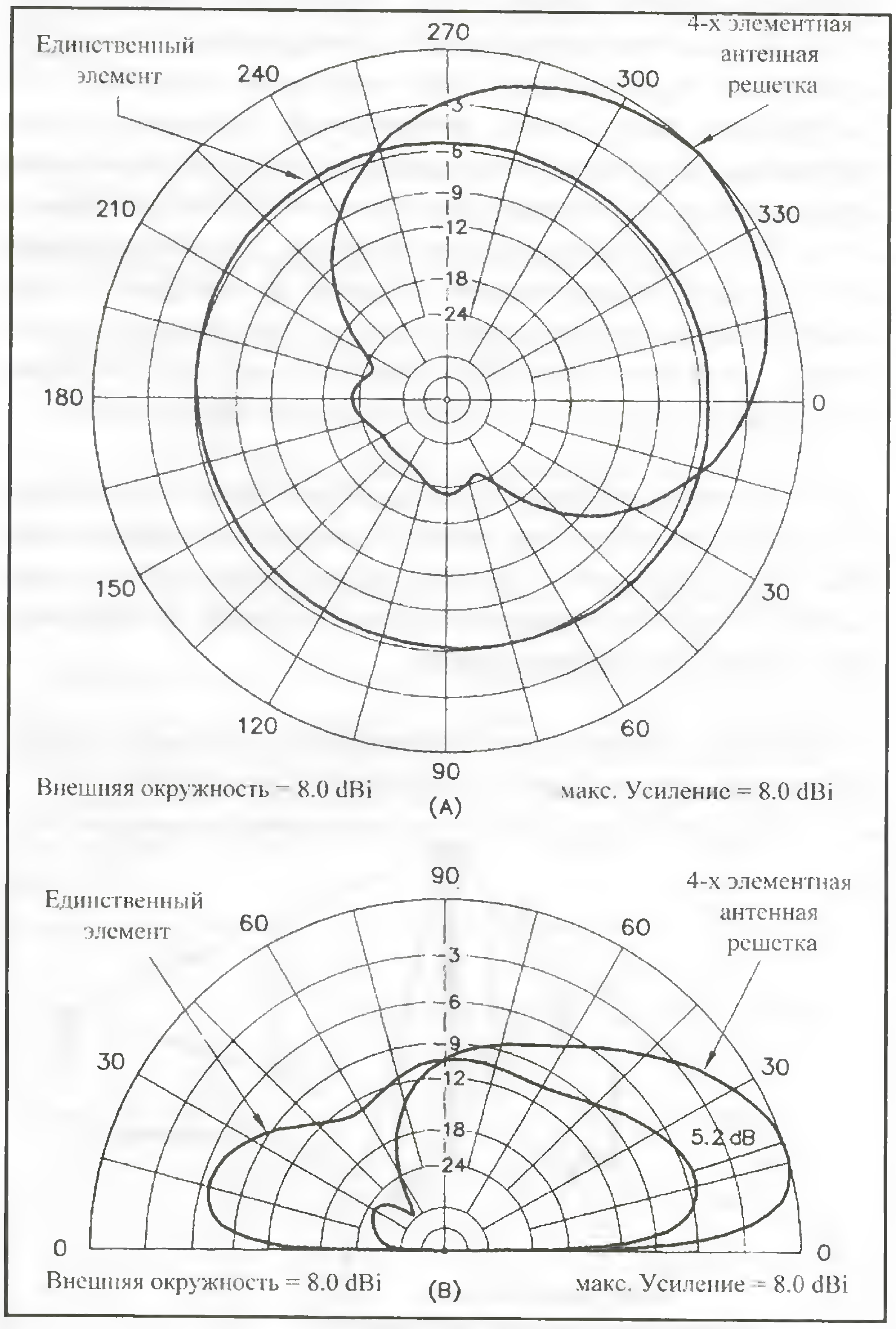


Рис.11.84. диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях 4-х элементной квадратной антенной решетки с одним приподнятым противовесом. Также показаны диаграммы направленности отдельного вертикального элемента антенной решетки. Оба варианта моделировались с единственным противовесом (на элемент), но над хорошей заглубленной системой противовесов, 5 м (17 футов) ниже противовеса над очень хорошей землей. Заглубленные противовесы устанавливались вдоль линий от центра квадрата.

Усиление этой антенной решетки сравнимо (только на 0.4 дБ меньше) с усилением 4-х элементной квадратной антенной решетки с идеальной заземляющей системой. Незначительное отличие вызвано излучением под большими углами. Усиление равно 5.1 дБ по сравнению с отдельной вертикальной антенной, что очень много.

На рис.11.84 показаны диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях для антенной решетки, а также для отдельного элемента над одинаково хорошей землей (очень хорошая земля с 250 противовесами). Как и отдельная вертикальная антенна, так и 4 элемента квадратной антенной решетки имеют единственный приподнятый противовес.

Нижние концы четырех вертикальных проводов закреплены на четырех стальных мачтах, расположенных в углах квадрата со стороной 20 м, с 160 метровой вертикальной антенной (39м высотой), расположенной точно в центре этого квадрата. Мачты могут быть согнуты для легкого доступа ко входам антенн. Длина вертикальных элементов 19.5 м. вместе с противовесом длиной 18.7 м элементы резонируют на частоте 3.75 МГц. Измеренное сопротивление отдельного элемента равно 40 Ом на резонансе (3.75 МГц).

Сопротивление было измерено в частотном диапазоне от 2 до 5 МГц анализатором цепей HP со встроенной диаграммой Смита. Взаимная связь с другими антеннами и окружающими структурами обнаруживается на диаграмме Смита как изгиб или провал на кривой сопротивления одного или нескольких элементов на определенных частотах. Очень важно, чтобы кривые сопротивлений были как можно более одинаковыми в интересующем нас частотном диапазоне, если сопротивления отличаются, то переключение направлений будет обеспечено по минимуму. В разделе 3.3.8.6. рассматривается проблема исключения нежелательной взаимной связи.

Одно предупреждение: если центральная поддерживающая мачта изолирована у основания и настроена на 160 метров, обеспечьте, чтобы мачта эффективно заземлялась, когда вы используете 4-х элементную квадратную антенную решетку. Если оставить ее изолированной, этот изолированный центральный элемент будет являться полуволновым элементом на 80 метрах и будет интенсивно взаимодействовать с антенной решеткой. Заземление центральной мачты может быть выполнено несколькими способами, рассмотренными в главе 7 по специальным приемным антеннам (раздел 13). Заземленная 160 метровая резонансная мачта в центре не окажет влияния на характеристики 4-х элементной антенной решетки.

5.3.2. Нагрузка элементов для работы в CW режиме.

Для того, чтобы сделать антенну охватывающей также CW конец частотного диапазона, я использовал шлейф, вставленный в противовес у входа антенны, сдвигающий резонанс элементов до 3.5 МГц. Небольшая коробка укреплена на вершине каждой мачты. Все соединения (с вертикальным элементом, противовесом и линией передачи) выполнены внутри этой коробки. Коробка содержит также реле, которое может включать или выключать шлейф в цепь. Шлейф поддерживается изоляторами, установленными вдоль стальной мачты (смотри рис.11.88). расчетная реактивность шлейфа равна 130 Ом. Используя медную проволоку диаметром 3 мм (AWG 9) с расстоянием между проводами 20 см, для нижней резонансной частоты 3.505 МГц длина шлейфа будет равна 2.25 м.

Если этот шлейф укоротить на 75 см, элемент будет резонировать на частоте 3.65 МГц. Отличительным свойством является то, что резонансная частота может изменяться между 3.5 и 3.75 МГц при помощи подвижного короткозамыкателя, перемещаемого вдоль шлейфа. Таким способом можно создавать различные рабочие окна на 80 метрах. Реле может быть использовано для переключения короткозамыкающей перемычки 3.65 МГц в или от цепи, делая выбор окна удаленно управляемым. Блок управления направлением (смотри рис.11.90) содержит трехпозиционный переключатель, который выбирает три сегмента полосы частот.

5.3.3. Линии передачи ¼λ.

Каждый элемент питается коаксиальной линией передачи с электрической длиной ¼λ и токовым симметрирующим устройством (50 ферритовых колец на тонком фторопластовом кабеле небольшой длины) на входе. Короткий коаксиальный кабель вместе с ферритовыми кольцами закрыт термоусаживающейся трубкой для обеспечения защиты от воды. Линия передачи составляет ¼λ на частоте 3.75 МГц. Если желателен идеальный 90° сдвиг фазы на частоте 3.5 МГц, линия передачи может быть удлинена на 1 м (коэффициент укорочения равен 66%).

5.3.4. Мощность потерь.

При 50 Ом линиях передачи суммарные сопротивления линий передачи, на которые нагружены порты 50 Ом гибридного ответвителя являются достаточно малыми (22 + j19 Ом и 23 + j17 Ом), что приводит к потерям 11% мощности в нагрузочном сопротивлении. При 75 Ом линиях передачи эти сопротивления значительно больше (51 + j37 Ом и 48 + j43 Ом), что приводит к меньшей рассеиваемой в нагрузочном сопротивлении мощности (4%). Как уже объяснялось в разделе 3.3.7., главным параметром, который определяет рабочую полосу частот антенной решетки, возбуждаемой гибридным ответвителем, является количество мощности, рассеиваемой в нагрузочном сопротивлении.

На рис.11.85 показаны мощности потерь, а также КСВ входа антенной решетки, настроенной на верхнюю часть полосы частот (3.7 – 3.8 МГц) для двух значений волнового сопротивления линии передачи 50 Ом и 75 Ом.

5.3.5. Усиление и направленность.

В разделе 3.3.8. объясняется, что ток возбуждения в элементах может быть оценен при помощи измерения напряжения на конце четвертьволновой линии передачи, идущей к элементу. Я использовал векторный вольтметр для измерения напряжений. Результаты измерений при использовании 50 Ом линии передачи приведены в таблице 11.4.

При применении метода вынужденного тока (смотри раздел 3.3.3.) требования относительно токов в элементах (равные амплитуды, квадратурные фазовые соотношения) отражаются в напряжениях равной амплитуды (где $E = Z_k \times I$ или E = 50 В для линии 50 Ом) на концах линий передачи длиной ¼λ. В таблице показаны отличия от теоретических значений. Из этих значений напряжений были рассчитаны токи возбуждения.

Результирующее значение усиления и отношения F/B, смоделированное при помощи ELNEC, также приведены в таблице. Как ожидалось, амплитуды напряжений и фазовые углы не равны точно значениям в теоретической модели (идеально квадратурные).

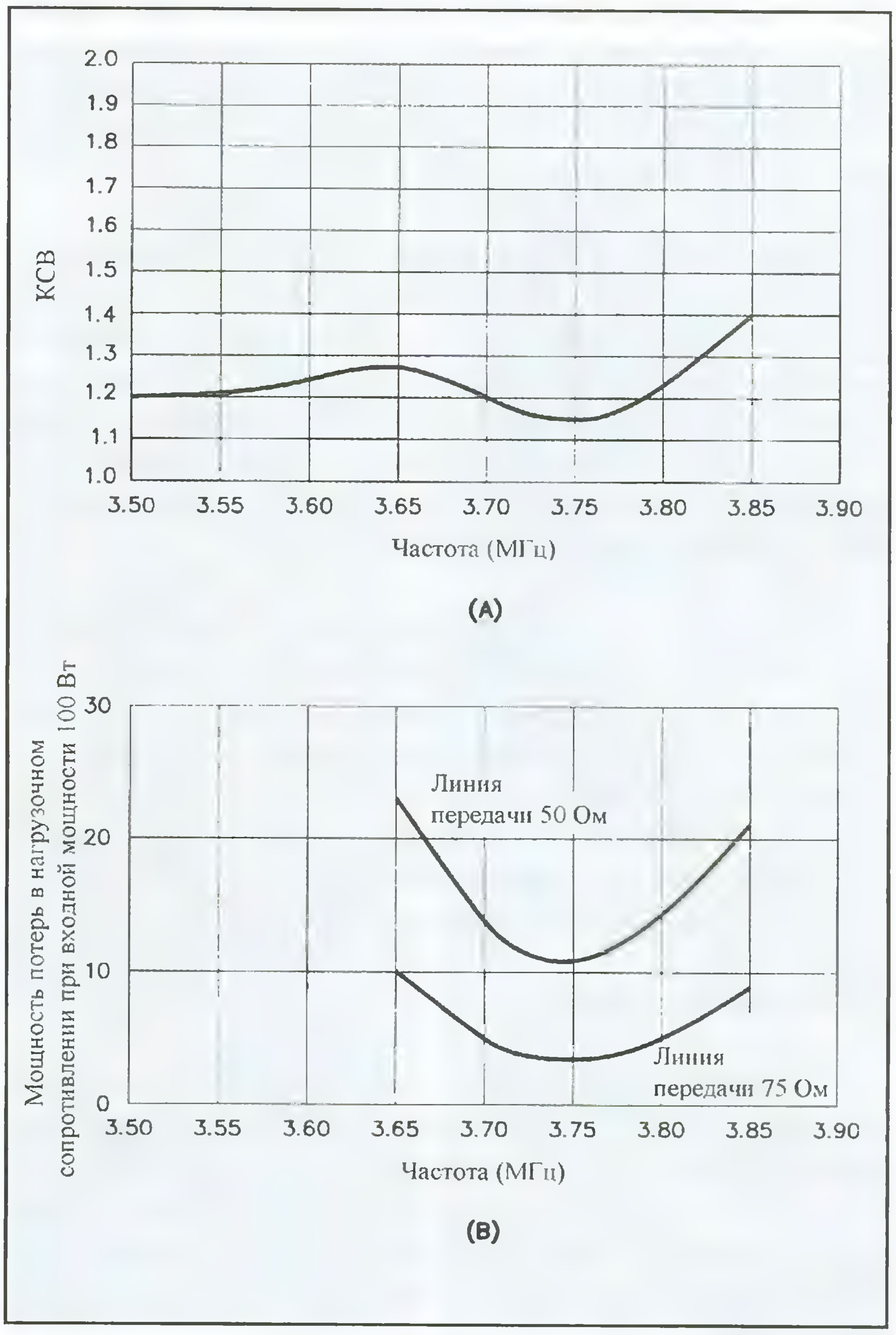


Рис.11.85. Графики КСВ и рассеиваемой мощности для 4-х элементной квадратной антенной решетки, настроенной для работы в полосе частот 3.7 – 3.8 МГц 80 метрового диапазона частот. Заметим, что рассеиваемая мощность намного меньше для линии передачи 75 Ом, чем для линии передачи 50 Ом. Кривые КСВ одинаковы для обоих систем с 50 Ом и 75 Ом. Кривая КСВ остается очень ровной во всей полосе, но ясно, что мощность, рассеиваемая в нагрузочном сопротивлении, является тем, что определяет важный критерий полосы частот для этой антенны.

Таблица 11.4. Напряжения на концах четвертьволновых линий передачи 4-х элементной квадратной антенной решетки с одним приподнятым противовесом. Линии передачи 50 Ом.

		Элемент 1	Элемент 2	Элемент 3	Элемент 4
Напряжение	Теоретическое	50 В, ∠0°	50 В, ∠90°	50 В, ∠90°	50 В, ∠180°
	Измеренное	41 В, ∠–13°	50 В, ∠90°	50 В, ∠90°	50 В, ∠186°
Ток	Теоретический	1 А, ∠–90°	1 А, ∠0°	1 А, ∠0°	1 А, ∠90°
	Рассчитанный из измерений	0.82 А, ∠–103°	1 А, ∠0°	1 А, ∠0°	1 А, ∠96°
Усиление	Теоретическое	8.13 дБі	–	–	–
	Рассчитанное из измерений	8.07 дБі	–	–	–
Отношение F/B	Теоретическое	19-25 дБ	–	–	–
	Рассчитанное из измерений	17-25 дБ	–	–	–

Амплитуда напряжения отличается на 1.7 дБ (41 В по сравнению с 50 В), в то время как фазовый угол отличается вплоть до 13° от теоретического значения для случая линии передачи 50 Ом. В таблице 11.4 показаны все характеристики, а также значения токов, пересчитанные в основание вертикальных элементов. Приятный сюрприз, даже в случае линии 50 Ом относительно слабые отличия влияют на направленность диаграммы и на усиление только в очень малой степени.

Позже линия 50 Ом длиной ¼λ (или ¾λ) была заменена линией 75 Ом, что, как ожидалось, привело к уменьшению мощности потерь (смотри рис.11.85). Изменение мощности потерь от 11% до 4% приводит к относительному усилению 0.33 дБ, что заслуживает внимания. На рис.11.86 показаны наложенные диаграммы направленности вертикальной антенной решетки при теоретических значениях токов, а также для измеренных значений.

Использование линии 75 Ом длиной ¼λ (или ¾λ) не делает эту конструкцию 75 Ом системой. В данном частном случае мы все еще использовали гибридный ответвитель с номинальным конструктивным сопротивлением 50 Ом. Кабели 70 Ом использовались только потому, что они трансформируют входные сопротивления к более подходящим значениям, приводя к меньшей мощности, рассеиваемой в нагрузочном сопротивлении.

5.3.6. Конструкция.

Гибридный 50 Ом ответвитель фирмы Com Tec System и его нагрузочное сопротивление были размещены в шкафу, установленном у основания 160 метровой вертикальной антенны, находящейся в центре 4-х элементной квадратной антенной решетки. Ответвитель был извлечен из своего корпуса и разъемы PL-259 были заменены на разъемы N типа.

Шкаф также содержит реле, которые переключают линии передачи между 160 метровой вертикальной антенной и 80 метровой 4-х элементной квадратной антенной решеткой (рис.11.87). На рис.11.88 показана одна поддерживающая мачта с блоком соединений на вершине. Заметьте, шлейф 3.5 МГц расположен вдоль мачты.

Для того, чтобы в любое время знать, сколько мощности рассеивается в нагрузочном сопротивлении, я добавил небольшой ВЧ детектор к нагрузочному сопротивлению и подвел выпрямленное напряжение в радиорубку, где относительная мощность показывается стрелочным прибором, смонтированным в самодельном блоке переключения. Блок содержит также переключатель для выбора подполос. Дополнительно включена цепь датчика уровня,

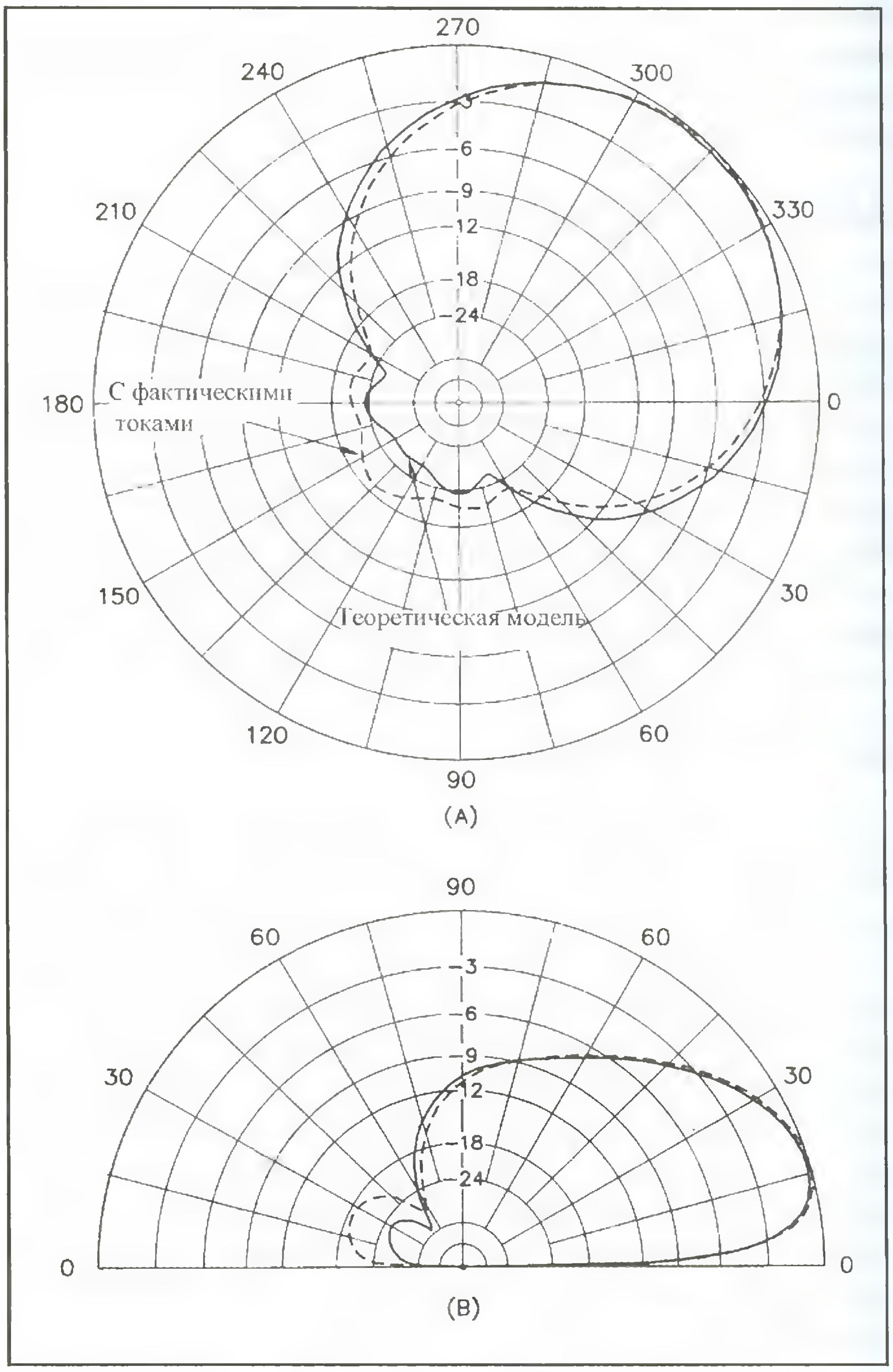


Рис.11.86. Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной (при угле 20°) плоскостях для теоретических (идеальных) токов и для реальных токов в каждом элементе 4-х элементной квадратной антенной решетки (смотри рис.11.85). Заметьте, что хотя существуют достаточные отличия токов (фазового угла и амплитуды) от теоретических значений, антенная решетка только незначительно пострадала от этих различий. Эти диаграммы были рассчитаны при помощи EZNEC.

с использованием компаратора напряжения LM339, который включает красный светодиод, если рассеиваемая мощность превышает заранее установленное значение. На рис.11.89 показана схема системы, а на рис.11.90 показан внешний вид блока переключения.

5.3.7. Использование фазирующей возбуждающей системы Levallen.

Логической альтернативой, позволяющей избежать потерь мощности является использование системы возбуждения W7EL. Недостатком системы W7EL является то, что полоса частот антенной решетки по заданному уровню КСВ и направленности много меньше, чем в системе, использующей гибридный ответвитель. Однако, возможно получить идеальное квадратурное возбуждение на рабочей частоте, что, исходя из сути направленного ответвителя, невозможно в антенной решетке, представляющей комплексную нагрузку для ответвителя. С точки зрения работы и характеристик преимущество «идеального» квадратурного возбуждения совершенно не важны, поскольку отличия приводят к совершенно незначительной разнице в усилении и отношении F/B по сравнению с теоретической «идеальной» моделью.

Действительной альтернативой может быть переключение различных LC фазовращающих цепей для того, чтобы иметь оптимальные характеристики во всех сегментах диапазона.

5.3.8. Характеристики антенной решетки.

Оценка характеристик антенной решетки при помощи измерения ее КСВ совершенно бессмысленна (смотри раздел 3.3.7). С гибридным ответвителем эта антенная решетка имеет КСВ менее, чем 1.3 во всей 80-ти метровой полосе частот, где бы не был резонанс элементов.

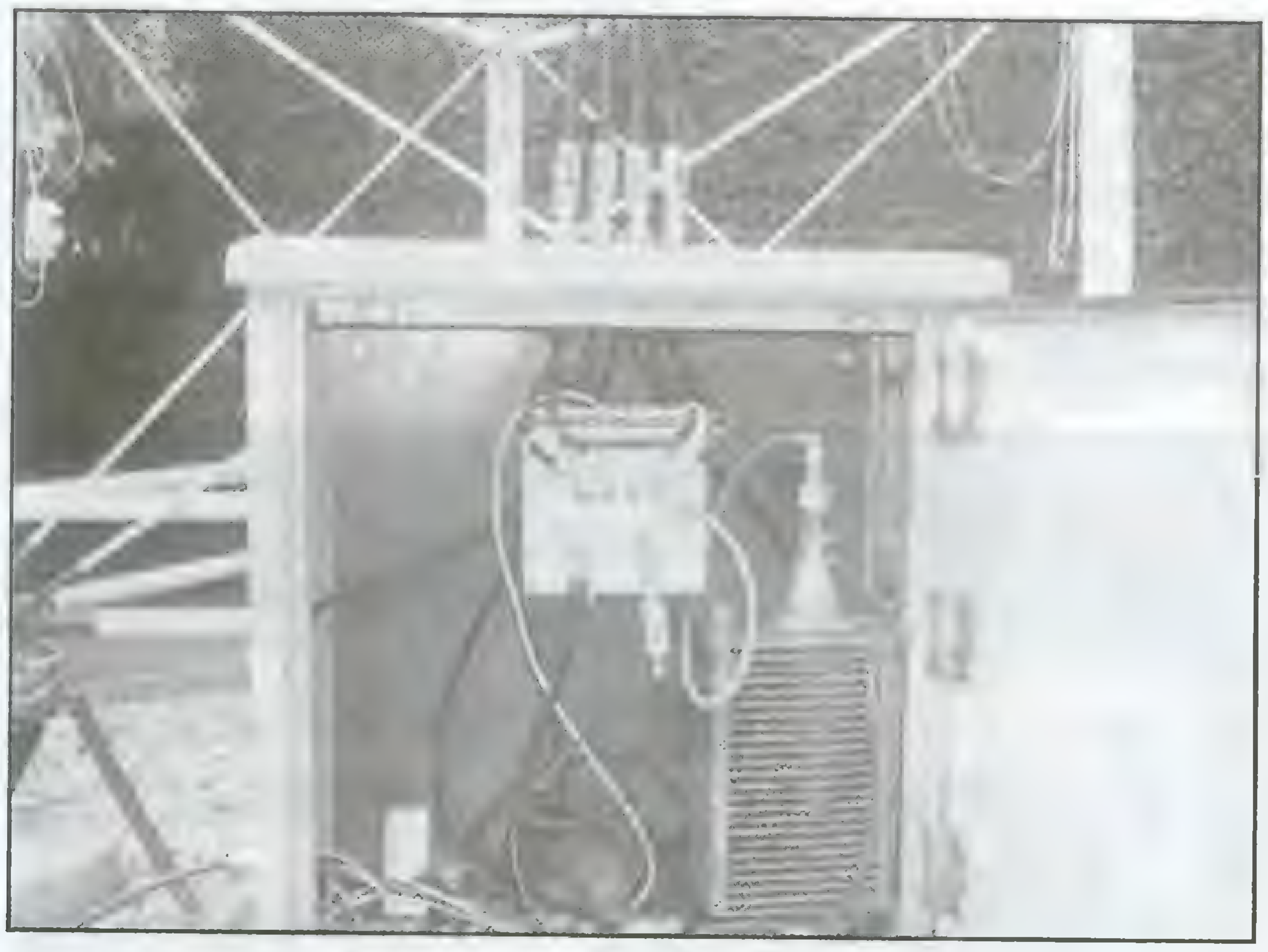


Рис.11.87. Шкаф, расположенный у основания 160 метровой вертикальной антенны, корпус гибридного ответвителя (Com Tec) и схема переключения направления для 4-х элементной квадратной антенной решетки. Оригинальная плата Com Tec установлена на новую алюминиевую пластину 20x20 см, снабженную разъемами N типа. Четыре разъема для коаксиальных кабелей на верхней крышке шкафа являются разъемами типа CATV ½ дюйма 75 Ом. Шкаф содержит также нагрузочное сопротивление 50 Ом.

Основывая критерий полосы частот на значении мощности потерь, полоса частот этой антенной решетки будет равна 100 кГц. На рис.11.85 кривая мощности потерь для 4-х элементной квадратной антенной решетки с единственным приподнятым противовесом у каждого элемента. Крутизна кривой рассеиваемой мощности определяется Q – фактором элемента антенной решетки. В частном случае 4-х элементной квадратной антенной решетки элементы выполнены из проволоки, добротность высокая и полоса узкая. Также тот факт, что я использовал единственный противовес вместо полной (закопанной) системы противовесов добавляет остроту кривой.

При изменении частоты в сторону от рабочей единственный противовес (также как и вертикальный элемент) внесет реактивность во входное сопротивление, что не происходит в случае с закопанной системой противовесов.

Откровенно говоря, эта антенная решетка несомненно лучшая антенна, которую я имею и когда либо имел на 80 метрах. Постоянное тестирование в эфире показывает, что

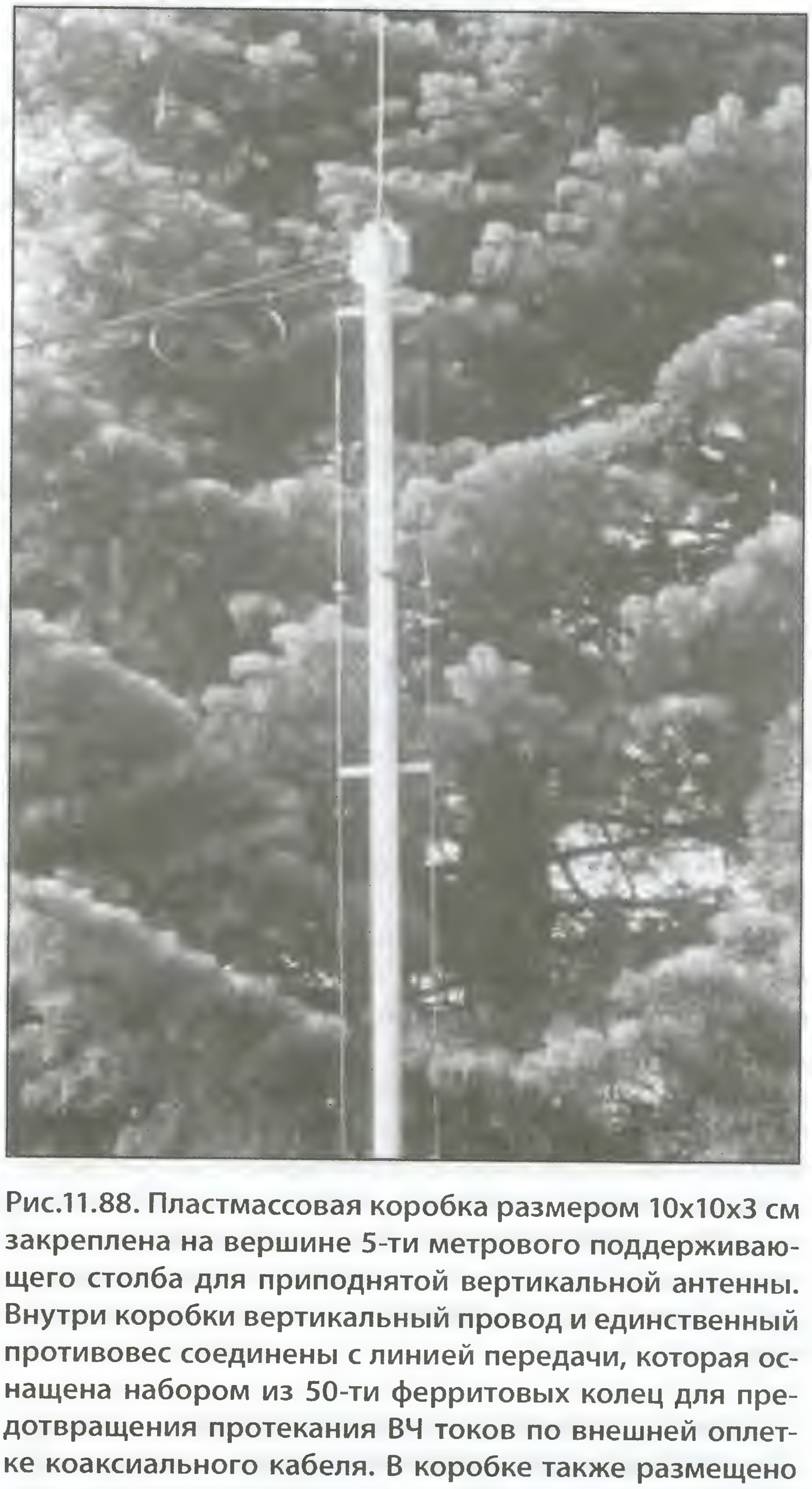


Рис.11.88. Пластмассовая коробка размером 10x10x3 см закреплена на вершине 5-ти метрового поддерживающего столба для приподнятой вертикальной антенны. Внутри коробки вертикальный провод и единственный противовес соединены с линией передачи, которая оснащена набором из 50-ти ферритовых колец для предотвращения протекания ВЧ токов по внешней оплетке коаксиального кабеля. В коробке также размещено реле, которое переключает шлейф в цепь или от цепи при понижении рабочей частоты до 3.5 МГц. Шлейф может быть размещен вдоль стальной мачты.

уровень сигнала на дальних расстояниях сравним с лучшими сигналами со всего мира. Что касается направленности, ясно, что решетка имеет главный лепесток подходящей ширины и что относительные потери между двумя рядом расположенными основными лепестками едва заметны (обычно 2 дБ). Удаленные респонденты часто сообщают: «Вы имеете S9 в основном направлении и неразличимы в обратном». Даже для сигналов из Европы под большим углом направленность этой антенной решетки значительна (обычно 15 дБ).

Характеристики решетки.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 А, ∠–90°, I2 = I3 = 1 А, ∠0°
I4 = 1.0 А, ∠+90°

Усиление: 5.25 дБ по сравнению с одиночной вертикальной антенной, имеющей один противовес.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 95°.

Рабочая частота: 3.8 МГц.

Длина вертикального элемента: 20м (провод диаметром 2 мм).

Длина противовеса: 19.5 м.

Высота точки возбуждения/противовеса: приблизительно 5 м.

Расчетные входные сопротивления:

Z1 = 83 + j57 Ом.

Z2 = Z3 = 40 – j0 Ом.

Z4 = 8 + j13 Ом.

Эти характеристики были рассчитаны при помощи EZNEC (NEC-2 в основе) над очень хорошей землей.

5.4. Вертикальные Т – нагруженные элементы.

Если центральная мачта недостаточно высокая для поддержки полноразмерных четвертьволновых вертикальных антенн с наклонных поддерживающих проводов, то эти вертикальные антенны могут быть нагружены на вершине наклонными проводами. Нагрузочные провода на вершине могут быть частью поддерживающей системы, как показано на рис.11.83. вертикальные элементы нагружены наклонными проводами, чтобы получить резонанс на частоте 3.8 МГц. Нагруженные наклонные провода имеют свойство не создавать горизонтально поляризованный сигнал, при условии равенства обоих сторон нагрузки вертикальной антенны.

До тех пор, пока вертикальные провода не короче, чем 2/3 полного размера (приблизительно 15 м), нагруженные вертикальные антенны имеют те же самые результаты, что и полноразмерные, только при незначительном уменьшении полосы частот.

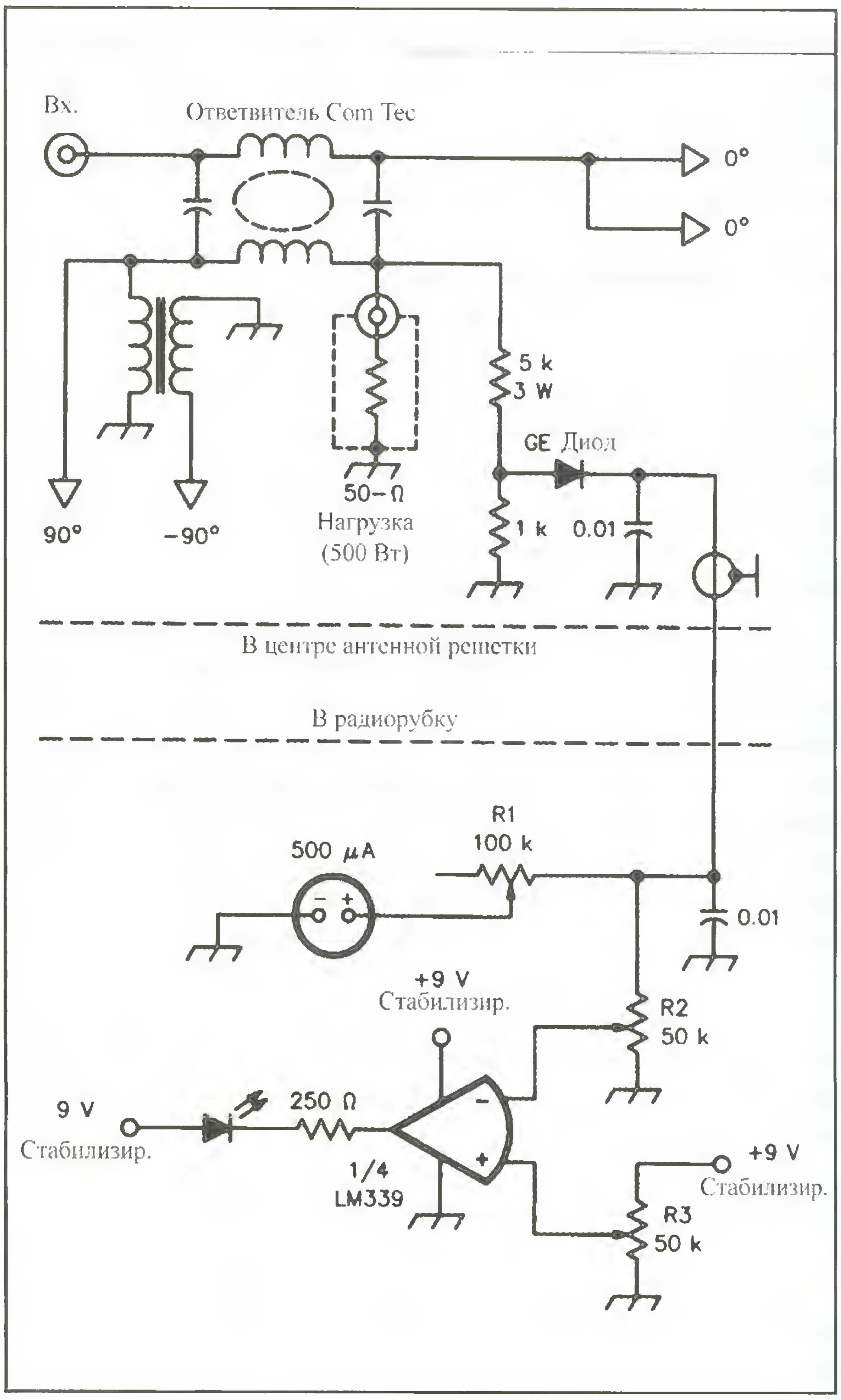


Рис.11.89. Схема ВЧ детектора и компаратора напряжения, используемых для контроля ВЧ мощности в нагрузочном сопротивлении гибридного ответвителя. Светодиод включается, если напряжение, приходящее от детектора, больше, чем заранее установленное напряжение доставляемое потенциометром R3. R1 настраивает чувствительность индикатора и R2 устанавливает уровень тревоги.

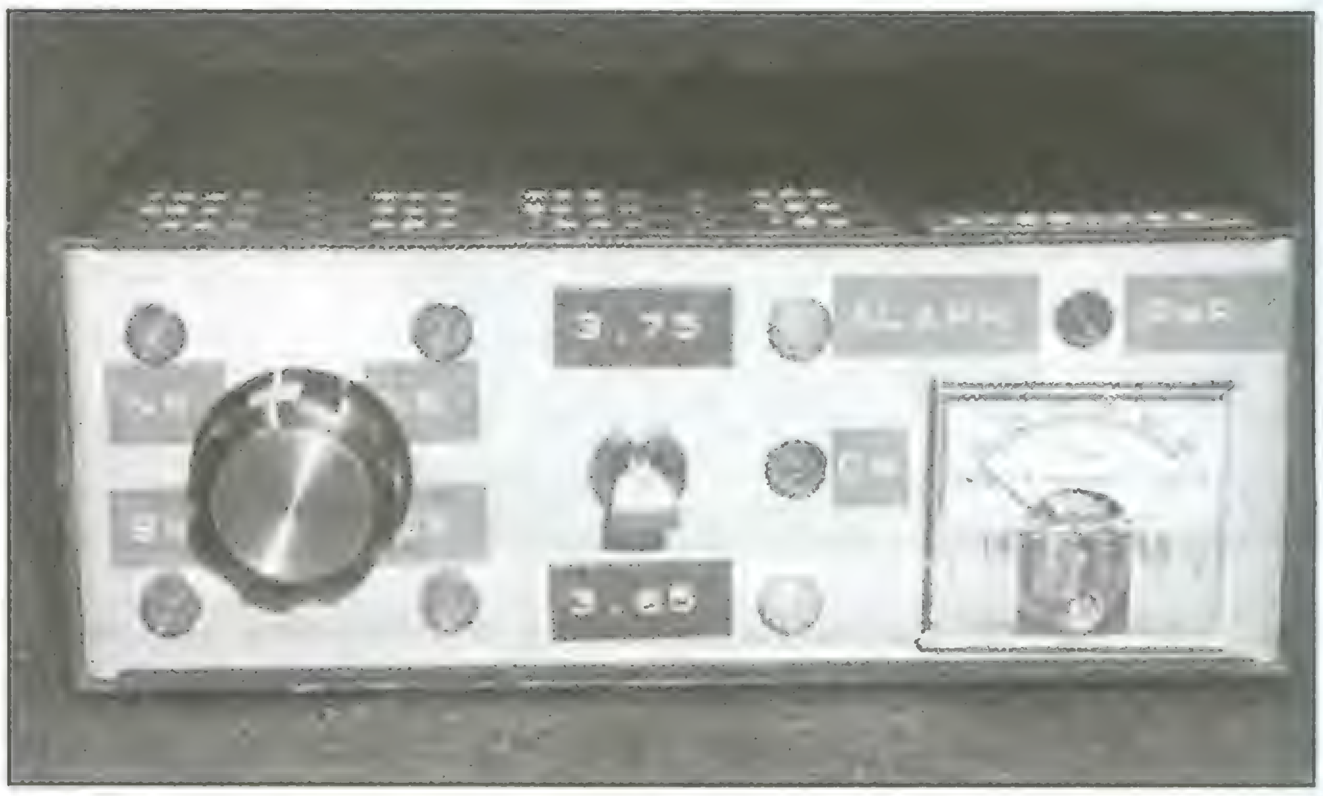


Рис.11.90. Блок переключения направления антенной решетки, включающий индикатор мощности потерь в нагрузочном сопротивлении и цепь тревоги, как показано на рис.11.89. Отмечу также трехпозиционный переключатель для выбора одного из трех сегментов полосы частот (смотри раздел 3.5.2).

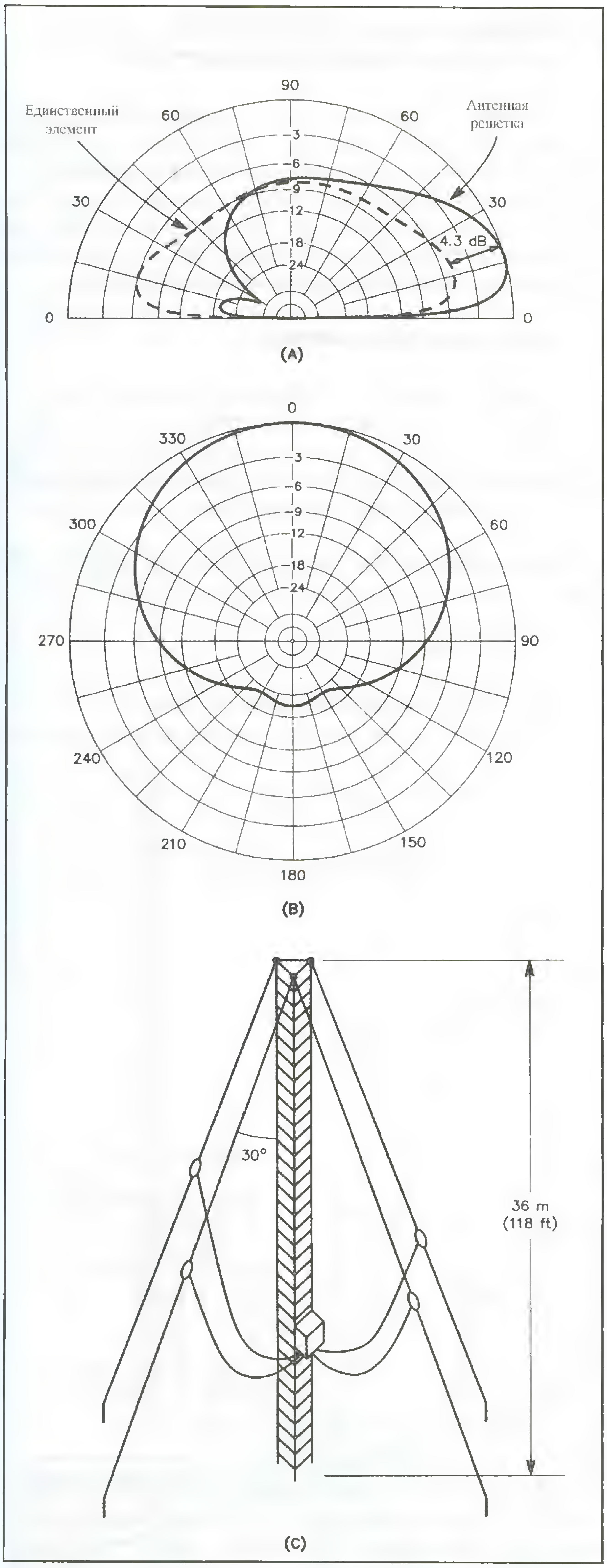


Рис.11.91. Расположение и диаграммы направленности 4-х элементной квадратной антенной решетки, выполненной из четырех полуволновый вертикальных антенн. Для 80 метров необходима поддержка высотой 35 м (118 футов). Антенна моделировалась над очень хорошей землей. Отметим излучение под большими углами. Для сравнения приведена диаграмма направленности одиночного наклонного излучателя.

6. Антенные решетки из наклонных вертикальных антенн.

В главе по диполям я описал вертикальный полуволновый диполь, а также наклонный полуволновый диполь и его эволюцию в четвертьволновую вертикальную антенну с одним противовесом.

Наклонные вертикальные антенны хорошо подходят для выполнения 4-х элементной квадратной антенной решетки, использующую единственную высокую мачту в качестве поддержки. Во всех таких антенных решетках элементы должны быть расположены таким образом, чтобы их входы были расположены на сторонах квадрата длиной ¼λ.

6.1. 4-х элементная антенная решетка с наклонными диполями ½λ.

4-х элементная антенная решетка, выполненная из четырех наклонных элементов (наклонных под углом 30° относительно поддерживающей мачты), требует мачты высотой 36 м.

Характеристики решетки.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 A, ∠°−90, I2 = I3 = 1 A, ∠0°,
I4 = 1.0 A, ∠+90°

Усиление: 4.3 дБ по сравнению с одиночной наклонной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 108°.

Рабочая частота: 3.65 МГц.

Длина диполя: 40м.

Расчетные входные сопротивления, рассчитанные в присутствии заземленной мачты высотой 36 м:

Z1 = 205 + j172 Ом.

Z2 = Z3 = 89 − j51 Ом.

Z4 = 28 + j13 Ом.

На рис.11.91 показаны диаграммы направленности. Для сравнения приведена диаграмма направленности одиночного элемента в вертикальной плоскости. Антенная решетка имеет изрядное излучение под большими углами, которое создано горизонтальной компонентой наклонных проводов.

Антенная решетка может быть возбуждена цепью типа Collin, предпочтительно сконструированной для номинального сопротивления 75 Ом. Элементы питаются четвертьволновыми линиями передачи с волновым сопротивлением 75 Ом до гибридного ответвителя.

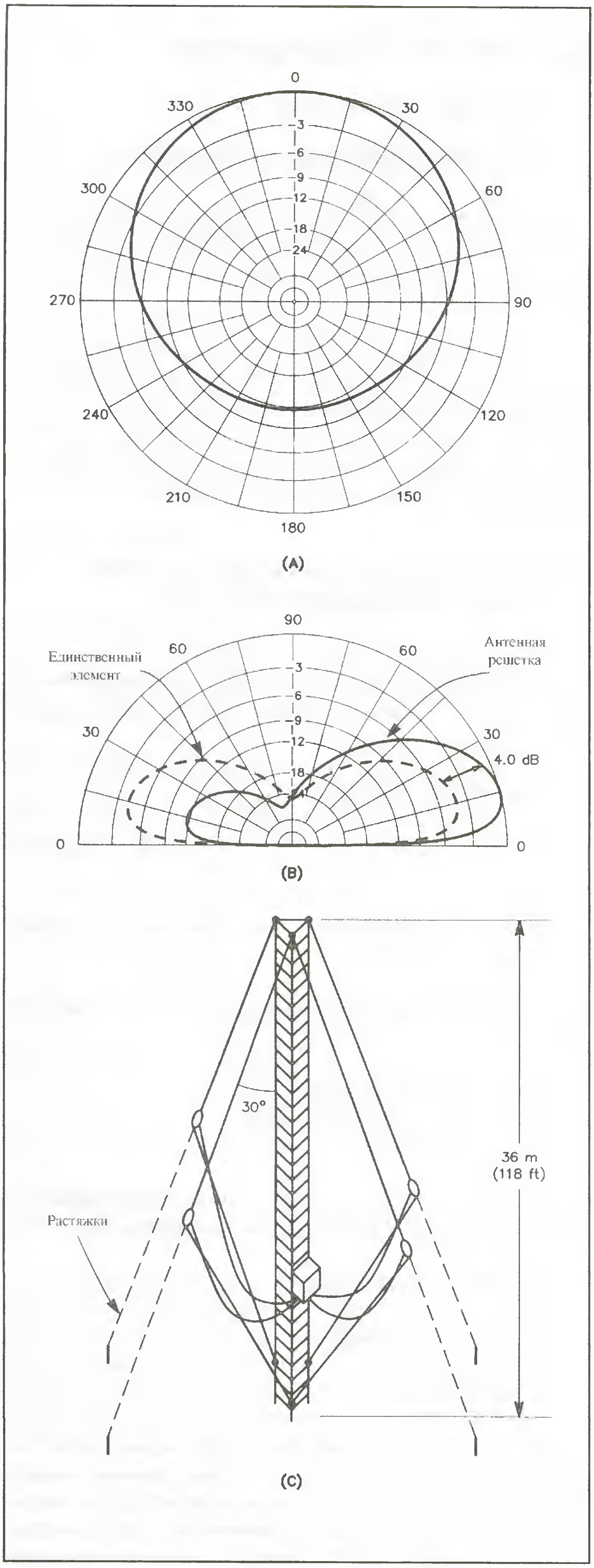

0
330
30
-3
-6
-9
-12
-18
-24
300
60
270
90
240
120
210
150
180
(A)
90
60
60
Единственный элемент
Антенная решетка
30
30
4.0 dB
-3
-6
-9
-12
-18
0
0
(B)
30°
36 m (118 ft)
Растяжки
(C)

Рис.11.92. Расположение и диаграммы направленности 4-х элементной квадратной антенной решетки K8UR. Излучение под большими углами полностью исключено благодаря загибанию нижних половин элементов обратно к мачте. Для сравнения показана диаграмма направленности одиночного элемента.

6.2. Квадратная антенная K8UR решетка из наклонных диполей.

D.C. Mitchell, K8UR, описал свою 4-х элементную антенную решетку из наклонных диполей [975]. Он использовал полуволновые наклонные диполи (иногда называемые наклонными вибраторами), у которых нижняя половина наклоняется обратно к мачте. Это исключает излучение под большими углами, поскольку горизонтальная компонента теперь исключена благодаря изгибанию элементов.

Характеристики решетки.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 A, ∠-90°, I2 = I3 = 1 A, ∠0°,
I4 = 1.0 A, ∠+90°

Усиление: 4.0 дБ по сравнению с одиночной наклонной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 123°.

Рабочая частота: 3.65 МГц.

Длина наклонной вертикальной антенны: 2 x 21.2 м.

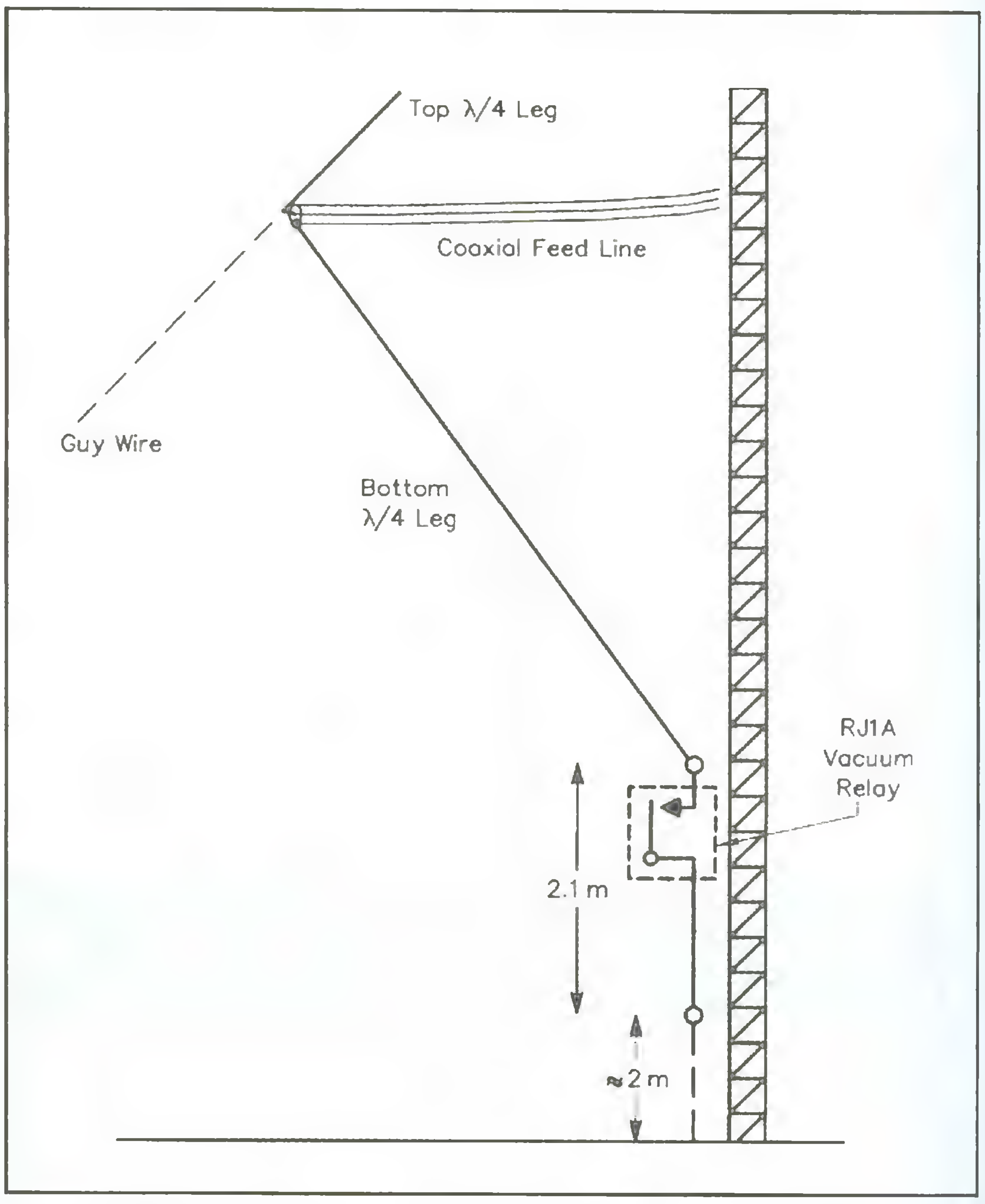

Top λ/4 Leg
Coaxial Feed Line
Guy Wire
Bottom λ/4 Leg
RJ1A Vacuum Relay
2.1 m
≈2 m

Рис.11.93. Метод переключения диполя K8UR с 3.8 МГц на 3.5 МГц. Нижний конец диполя удлинен отрезком провода (который может быть назван емкостной нагрузкой), чтобы понизить резонансную частоту до 3.5 МГц. K4PI отметил, что провод длиной 2.1 м, расположенный на расстоянии 0.5 м от мачты, сделает это. Реле должно выдерживать высокое напряжение. Mike использовал для этого вакуумное реле RJ1A. При использовании этого метода мощность потерь в нагрузочном сопротивлении приблизительно равна 3 Вт (при входной мощности 1500 Вт) как на частоте 3.8 МГц так и на частоте 3.5 МГц.

Расчетные входные сопротивления, рассчитанные в присутствии заземленной мачты высотой 36 м:

Z1 = 66 + j136 Ом.

Z2 = Z3 = 90 – j2.5 Ом.

Z4 = -17 – j41 Ом.

На рис.11.92 показаны диаграммы направленности. Для сравнения на В приведена диаграмма направленности одиночного элемента в вертикальной плоскости.

Поскольку элементы изгибаются обратно к мачте, они очень сильно связаны с нею. Это, кажется, не оказало влияния на диаграмму направленности. Входное сопротивление становится значительно меньше в присутствии мачты, чем без нее, что говорит о значительной взаимной связи.

Mitchell использовал возбуждающую систему типа Collin. В своей конструкции он заменил фазосдвигающую 180° линию цепью гибридного типа, обеспечивающую необходимый 180° сдвиг фазы. Этот гибридный ответвитель теперь производится фирмой Com Tec Systems.

Mike Greenway, K4PI, предложил метод усовершенствования для переключения диполей антенной решетки K8UR от телефонной части полосы до CW части полосы: смотри рис.11.93.

6.3. 4-х элементная квадратная антенная решетка с четвертьволновыми наклонными вертикальными антеннами.

Один из вариантов, разработанных мною не требует такой высокой мачты. Я моделировал 4-х элементную квадратную антенную решетку, используя наклонные четвертьволновые вертикальные антенны с единственным противовесом, как описано в главе по диполям (раздел 6.3). Поскольку я построил мою полноразмерную 40 м вертикальную антенну для 160 метров, я искал что-ни-

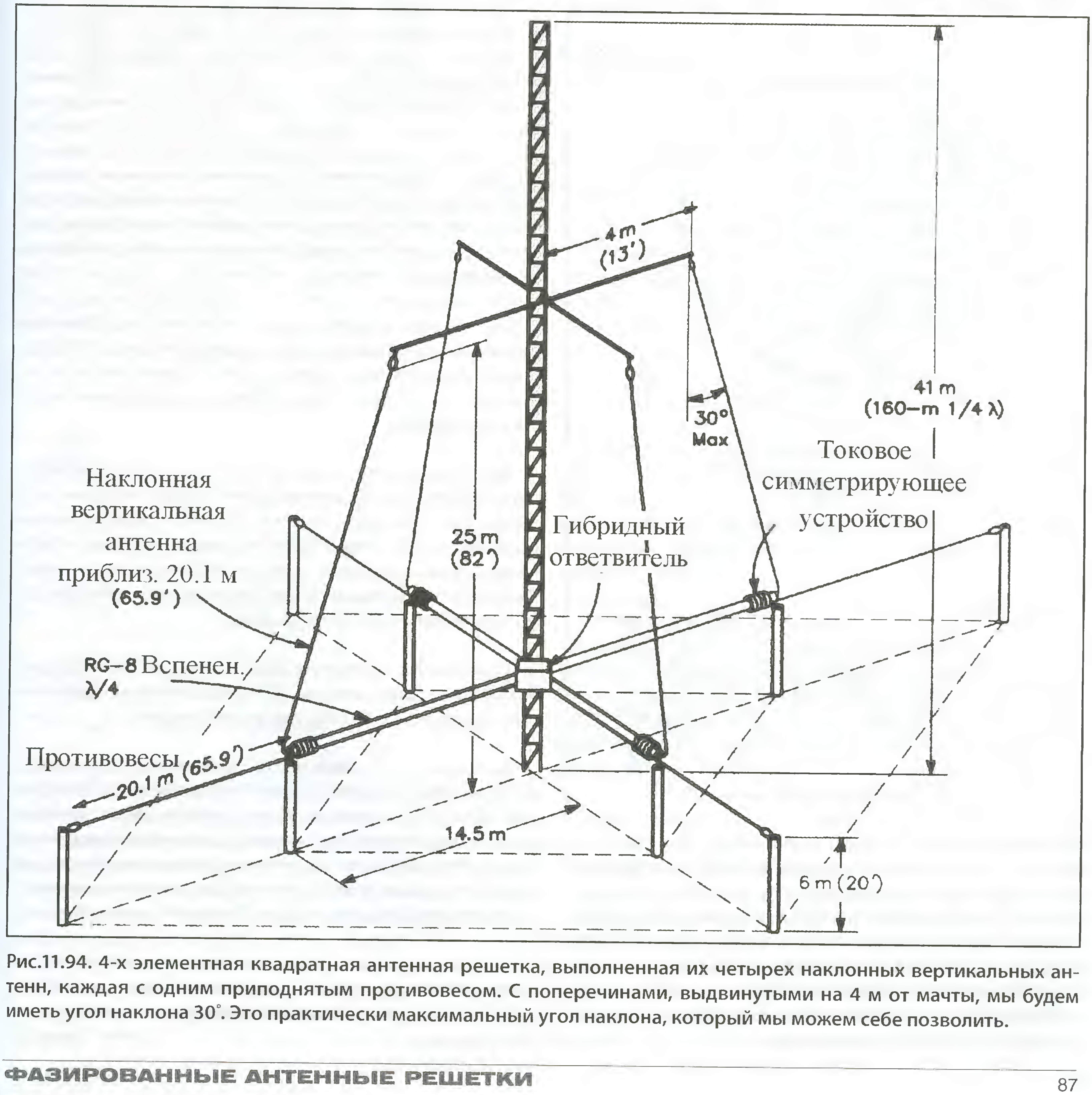


Рис.11.94. 4-х элементная квадратная антенная решетка, выполненная их четырех наклонных вертикальных антенн, каждая с одним приподнятым противовесом. С поперечинами, выдвинутыми на 4 м от мачты, мы будем иметь угол наклона 30°. Это практически максимальный угол наклона, который мы можем себе позволить.

будь лучше, чем одиночная вертикальная антенна для 80 метров, что я мог бы поддерживать при помощи высокой мачты без слишком сильной связью 160 метровой антенны с 80 метровой и наоборот. На рис.11.94 показана получившаяся антенная решетка. На высоте 25 м к мачте прикреплены две поперечины длиной 8 м каждая. К каждому концу поперечины (на расстоянии 4-х метров от мачты) прикреплена вершина наклонной вертикальной антенны. Вход вертикальной антенны находится на высоте 6 м над землей, а четыре входа находятся в вершинах квадрата со стороной 21.1 м (¼λ). Это достигается при удалении входа каждой вертикальной антенны от основания мачты на 14.5 м. Каждая наклонная вертикальная антенна имеет единственный противовес, прикрепленный на концах к столбам 6 м высотой.

Характеристики решетки.

Токи возбуждения: I1 = 1.0 A, ∠–90°, I2 = I3 = 1 A, ∠0°,
I4 = 1.0 A, ∠+90°

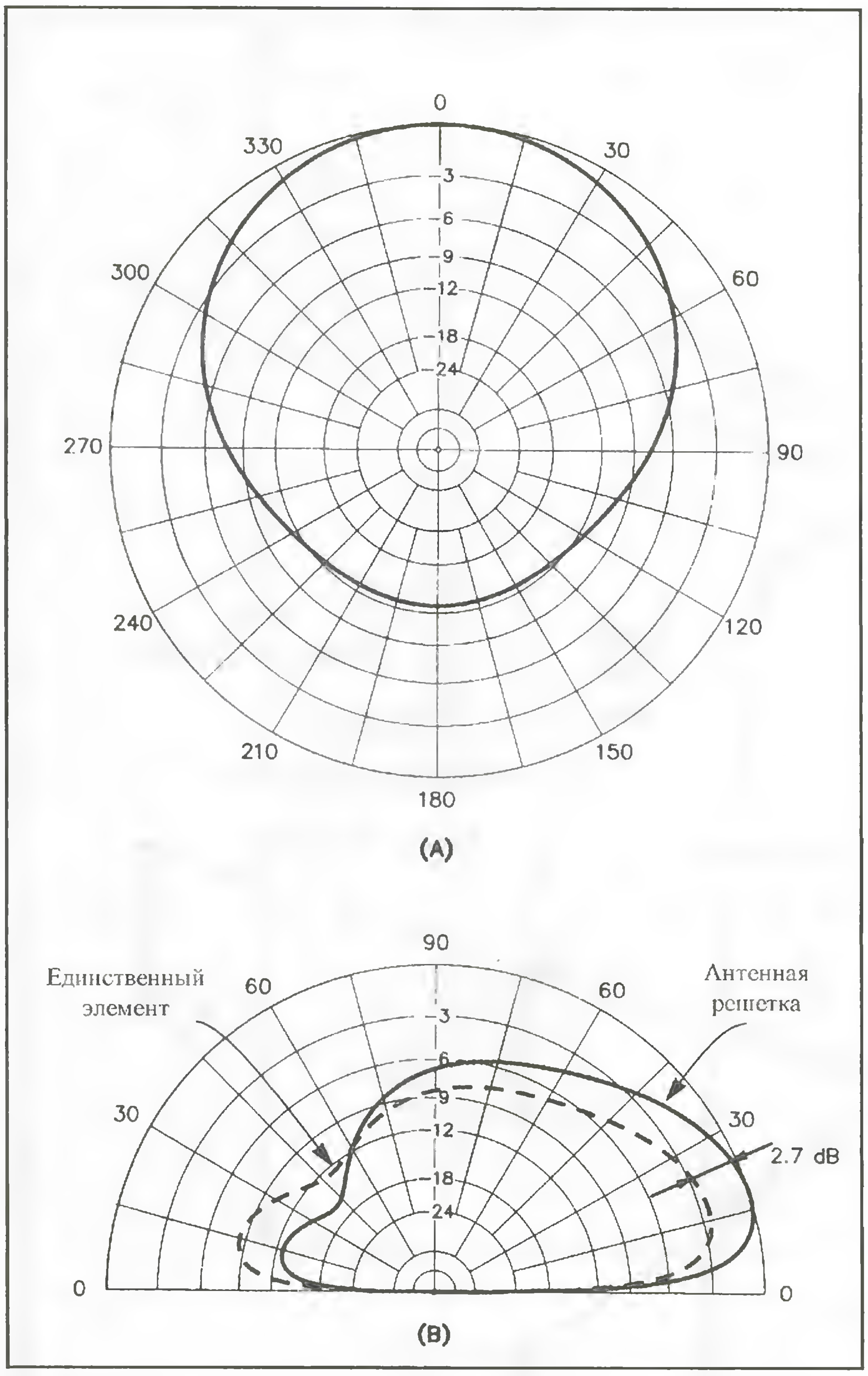


Рис.11.95. Диаграммы направленности для 4-х элементной квадратной антенной решетки, выполненной из наклонных вертикальных элементов длиной ¼λ с единственным противовесом, как показано на рис.11.94. Для сравнения добавлена диаграмма направленности отдельного наклонного элемента. Моделирование выполнено для очень хорошей земли и включает мачту, поддерживающую антенную решетку.

Усиление: 2.7 дБ по сравнению с одиночной наклонной вертикальной антенной.

Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ: 112°.

Рабочая частота: 3.65 МГц.

Длины наклонной вертикальной антенны и противовеса: 21.1 м.

Входные сопротивления равны:

Z1 = 57 + j176 Ом.

Z2 = Z3 = 53.6 – j12.0 Ом.

Z4 = 10.2 – j22 Ом.

На рис.11.95 показаны диаграммы направленности.

Хотя усиление антенной решетки составляет всего 2.7 дБ по сравнения с усилением отдельного идентичного элемента, усиление относительно изотропного излучателя равно 7.0 дБі. Это на 0.2 дБ лучше, чем усиление антенной решетки K8UR, и только на 0.05 дБ меньше, чем усиление антенной решетки из полуволновых наклонных антенн, описанных в разделе 6.1, и на 0.7 дБ меньше усиления 4-х элементной квадратной антенной решетки, использующей полноразмерные вертикальные элементы и единственный приподнятый противовес (смотри раздел 5.3). Все эти значения действительны при работе над очень хорошей землей.

В дальнейшем антенная решетка может быть легко оптимизирована для получения лучшего отношения F/B подстройкой амплитуды и фазовых углов токов возбуждения. Однако, это потребует значительно более сложной системы возбуждения.

Антенная решетка моделировалась с учетом 39-ти метровой заземленной вертикальной мачты, которая поддерживает антенную решетку. Взаимная связь антенной решетки на 160 метрах также проанализирована и была найдена пренебрежимо малой (сопротивление не изменялось). Это наблюдалось как при открытых, так и при короткозамкнутых линиях передачи.

Используйте проволоку диаметром 2 мм (AWG 12) длиной 20.12 м с углом наклона 20°, чтобы достигнуть резонанса на частоте 3.79 МГц над идеальной землей.

Единственный приподнятый противовес (на высоте 6 м), вызывающий резонанс элемента на той же частоте длиной 21.0 м. Если позволяет пространство, единственный противовес может быть заменен двумя противовесами (в линию). Это уменьшит излучение под большими углами, которое в основном происходит от единственного наклонного противовеса (смотри раздел 6.3 главы по диполям).

Если использовать два противовеса (или 4, или 8), их устанавливают друг против друга по прямой линии. Это эффективно подавляет любое излучение от каждой пары противовесов.

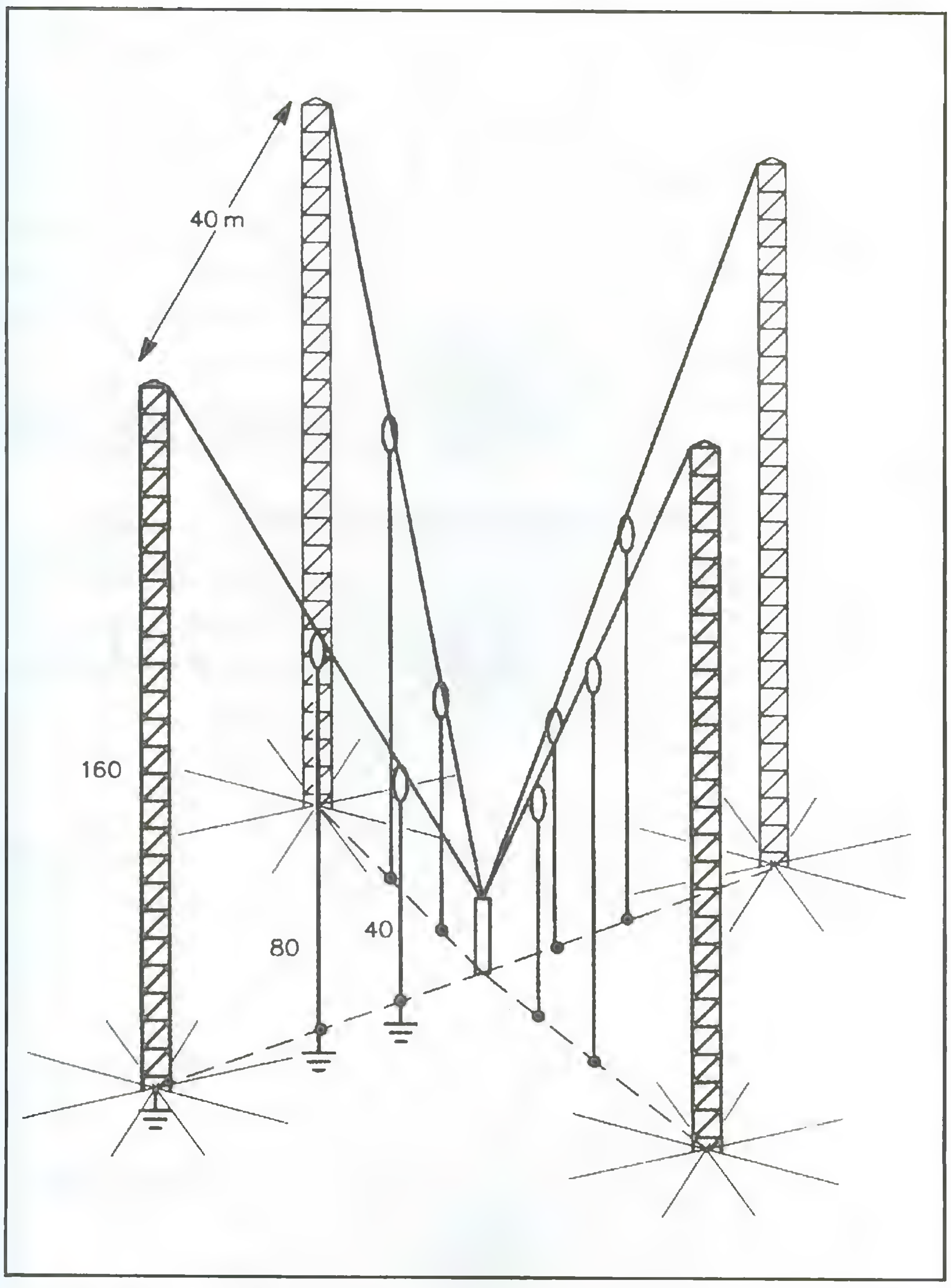


Рис.11.96. Четыре мачты по 40 м образуют 4-х элементную квадратную антенную решетку для 160 метров. С вершин этих мачт опущены поддерживающие канаты к центру квадрата. Эти канаты поддерживают элементы 80 метровой и 40 метровой 4-х элементных квадратных антенных решеток.

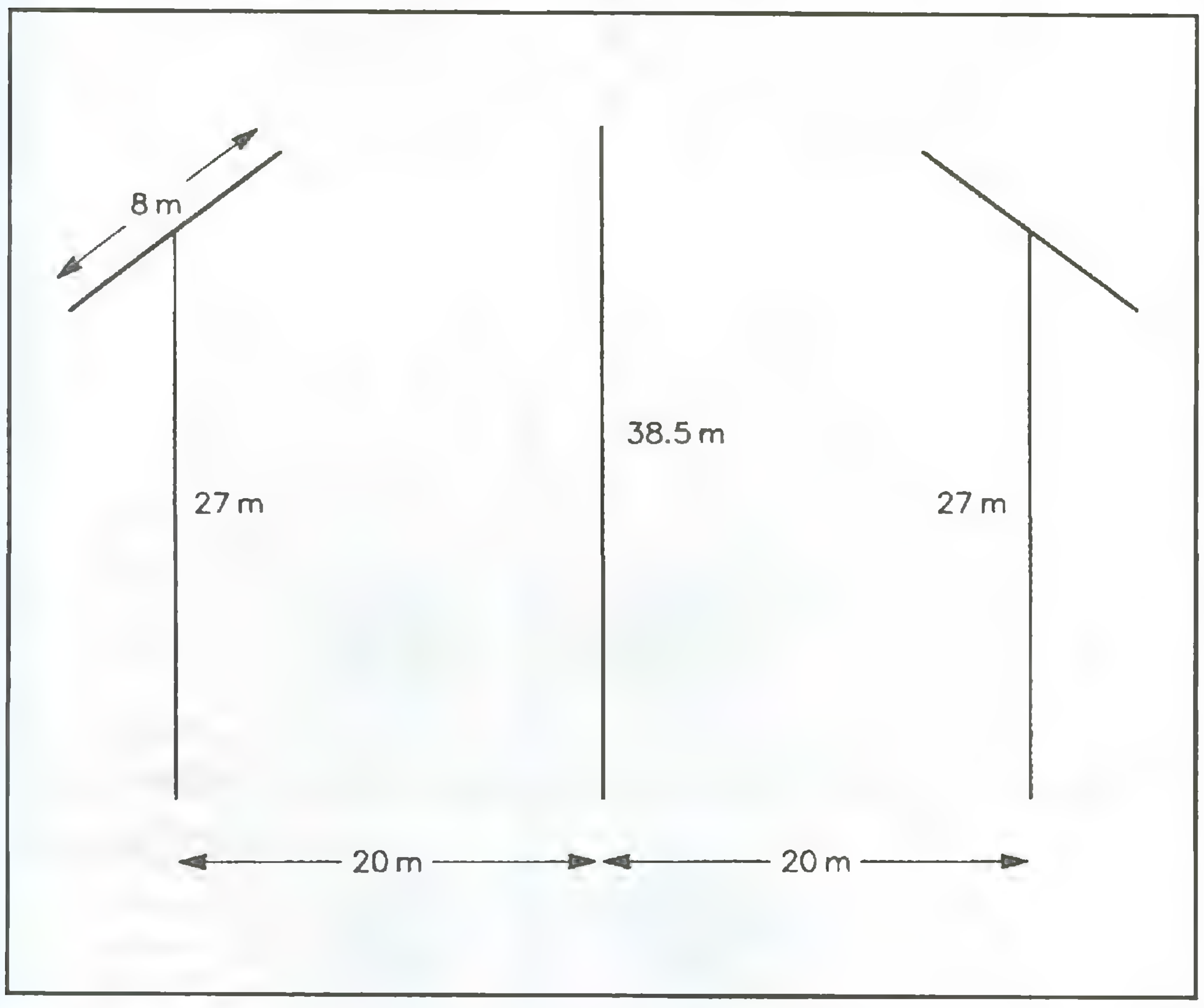


Рис.11.97. Когда используются элементы с различной физической длиной, необходимые амплитуды токов для достижения наилучшего отношения F/B отличаются от токов для случая, когда используются элементы одинаковой длины. Показана конфигурация трех элементной линейной антенной решетки осевого излучения, где центральный элемент является мачтой, а внешние элементы поддерживаются с канатов с изоляторами. Эти элементы нагружены на вершине наклонными проводами T типа.

7. Три 4-х элементные квадратные решетки в одной.

Вполне возможно установить одну 4-х элементную квадратную антенную решетку внутри другой без какого либо влияния на их характеристики. Можно представить себе постройку четырех мачт высотой 40 м в качестве элементов для 160 метровой 4-х элементной антенной решетки и наклонные поддерживающие канаты с вершин мачт к центру антенной решетки. С этих канатов можно свесить элементы 80 метровой и даже 40 метровой 4-х элементной антенной решетки, как показано на рис.11.96. Мы только должны быть уверены в одной вещи, а именно, чтобы все входы вертикальных элементов, не используемого диапазона частот должны быть заземлены (на их входах), чтобы избежать нежелательной взаимной связи. Этот же принцип может быть применен также и для треугольных антенных решеток.

8. Использование элементов различной физической длины.

Один из практичных путей конструирования 3-х элементной линейной антенной решетки осевого излучения (смотри раздел 4.8) может быть использование четвертьволновой мачты в центре и длинных наклонных канатов с изоляторами, поддерживающих два других элемента. Рассмотрим примет такой антенной решетки с расстоянием между элементами 1/8 λ. Используя три элемента длиной ¼λ, получим превосходную диаграмму направленности, показанную на рис.11.53 при следующих токах возбуждения:

I1 = 1 A, ∠–149°, I2 = 2 A, ∠0°, I3 = 1 A, ∠146°

Конструкция с поддерживающими канатами с изоляторами нарисована на рис.11.97. Внешними элементами могут быть элементы с нагрузкой на вершине, с длиной вертикальной части равной приблизительно 60°, оставшаяся часть может быть замещена, например, наклонной нагрузкой T – типа.

Во всех антенных решетках, которые я описал в этой главе, используются элементы одинаковой длины, которая равна ¼λ или меньше. В этом особом случае мы имеем элементы различных размеров. Это означает, что амплитуда токов в элементах должна отличаться (от случая с одинаковыми элементами), чтобы получить ту же диаграмму направленности (F/B).

Когда встречаешься с такой конструкцией, лучше моделировать антенную решетку, используя программу, основанную на MININEC, например, ELNEC.

Я моделировал антенную решетку с центральным элементом высотой 38.5 м (эффективный диаметр 30 см) и двумя внешними элементами (диаметром 2 мм) каждый высотой 27 м с наклонными нагрузочными проводами T - типа с длиной наклонных проводов 8 м, вызывающих резонанс этих элементов на частоте 1.835 МГц.

Лучшее отношение F/B при токе центрального элемента приблизительно в 1.78 раза больше токов крайних элементов. Входные сопротивления очень низкие:

Z1 = -12 + j11 Ом.

Z2 = 11 + j1 Ом.

Z3 = 5 – j13 Ом.

Хорошей идеей является использование линии передачи с очень низким волновым сопротивлением для минимизации КСВ в линиях и осуществления контроля над потерями. Дополнительно мы найдем подходящее отношение волновых сопротивлений, которые дадут правильное соотношение амплитуд токов 1.78/1.0.

Решением является использование трех параллельных линий передачи с волновым сопротивлением 50 Ом к центральному элементу (Z = 16.66 Ом) и линий передачи к внешним элементам в виде параллельного соединения линий передачи с волновыми сопротивлениями 50 Ом и 75 Ом (Z = 30 Ом). Отношение токов будет равно 30/16.66 = 1.8. На рис.11.98 показаны диаграммы направленности для обоих отношений токов.

9. Система противовесов для антенных решеток.

9.1. Закопанные противовесы.

Противовесы элементов антенной решетки пересекают друг друга. Существует стандартная процедура установки шины (медная проволока диаметром 3 – 4 мм) на половине расстояния между элементами и соединения противовесов с этой шиной. Противовесы могут быть выполнены из провода любого сечения, если их много.

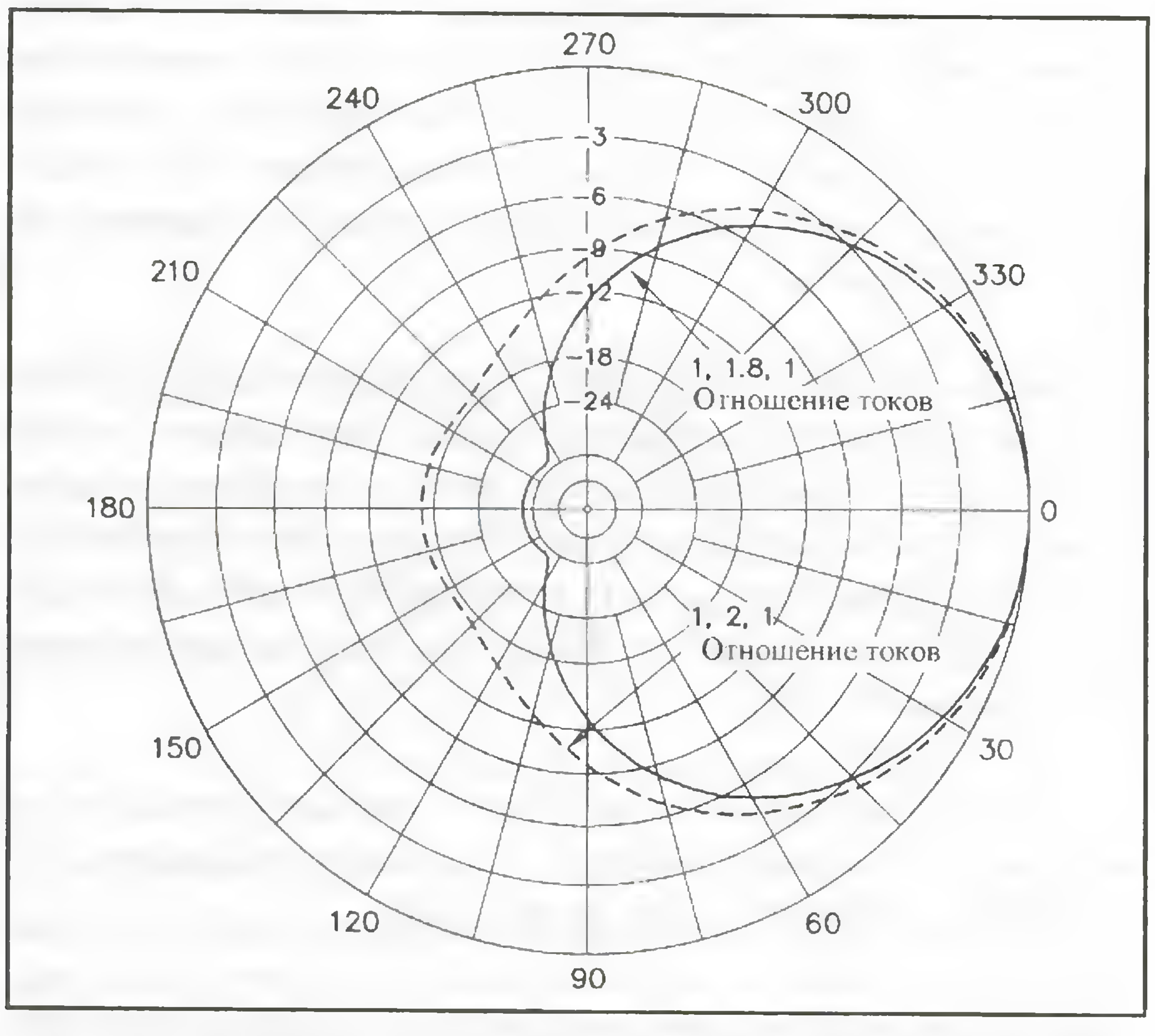


Рис.11.98. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости для антенной решетки, показанной на рис.11.97 с отношением токов 1/2/1 и 1/1.8/1. укорочение длины внешних элементов приводит к уменьшению отношения для оптимальной направленности.

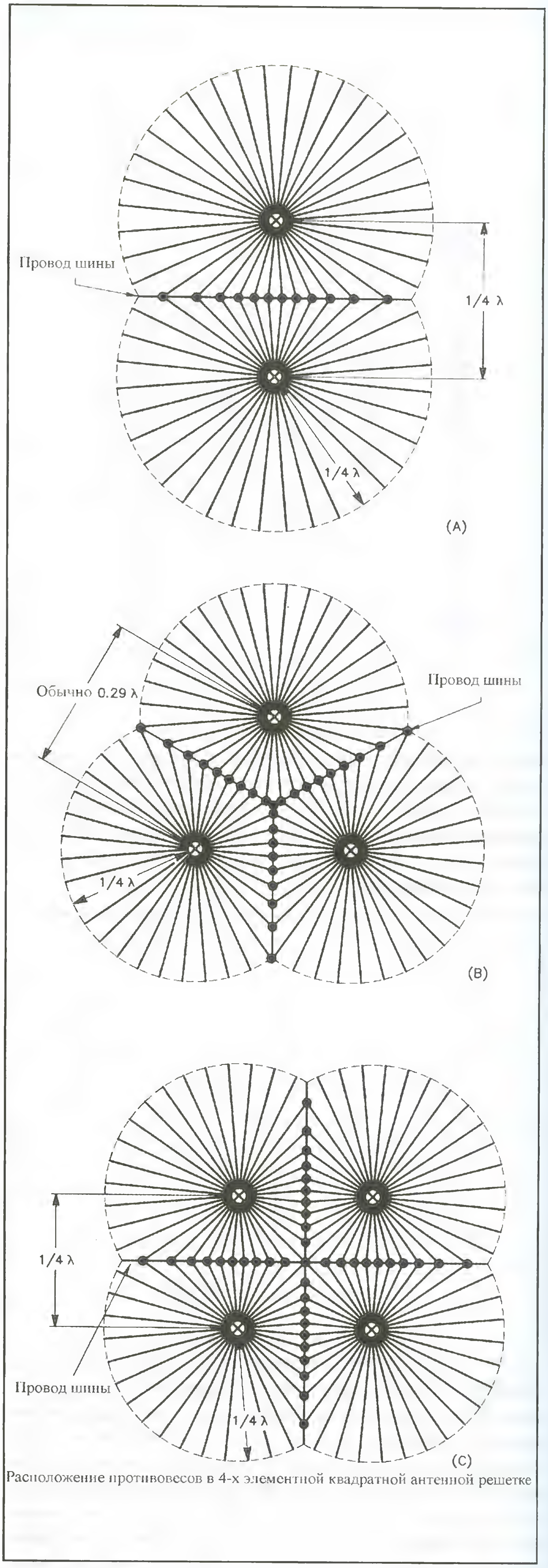


Рис.11.99. Рекомендуемое размещение противовесов для многоэлементных антенных решеток.

Сечение в большей степени определяется механической прочностью, чем способностью пропускать ток. На рис.11.99 показаны различные типичные схемы размещения противовесов, например для 2-х элементной кардиоидной антенной решетки, 3-х элементной треугольной решетки и для классической 4-х элементной квадратной антенной решетки.

10. Заключение.

Теперь, если у вас имеются мощные моделирующие программы (например, ELNEC), мне хотелось бы порекомендовать вам создать антенную решетку, которая бы вам подошла или даже по вашим собственным требованиям.

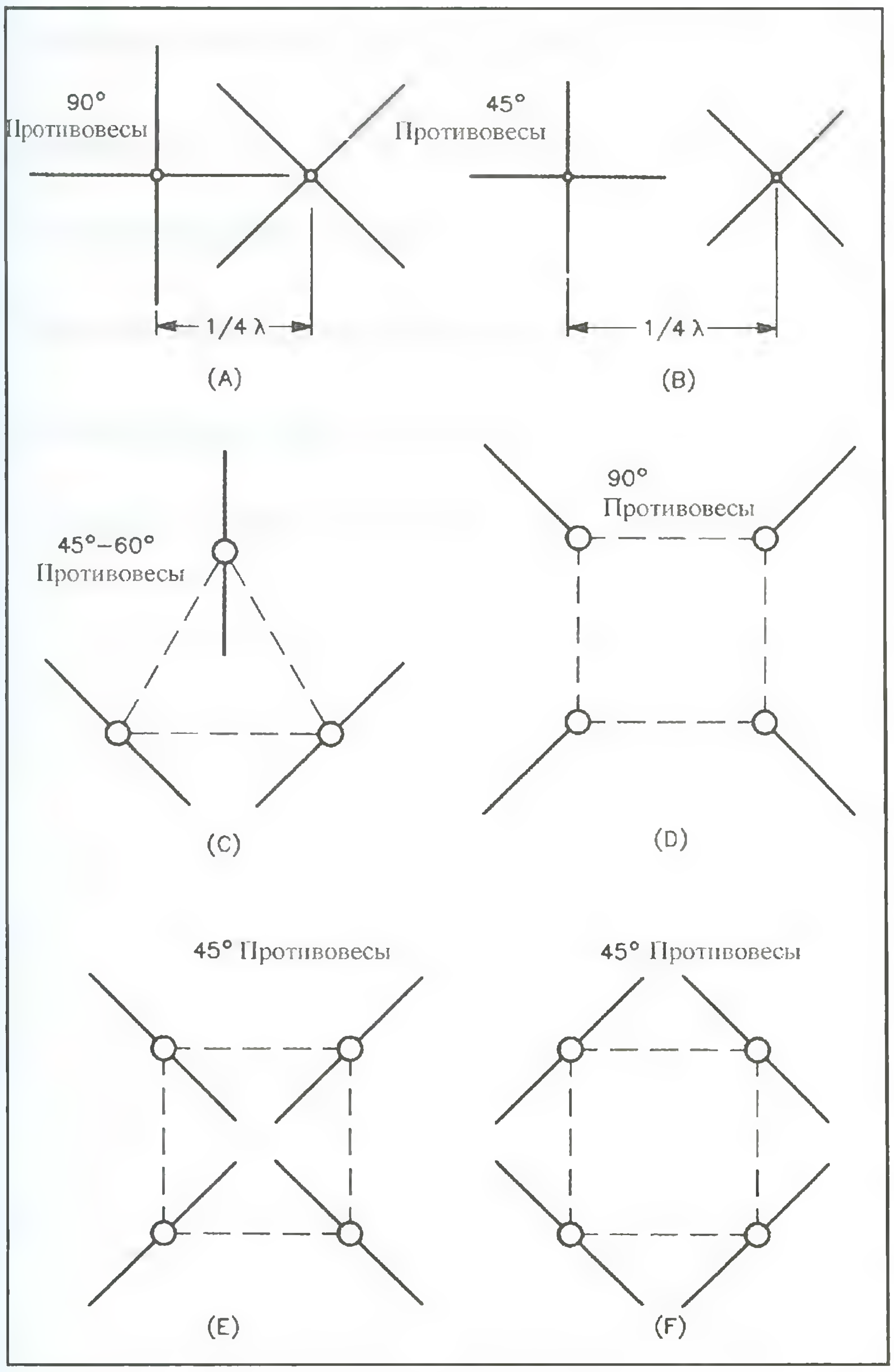


Рис.11.100. Рекомендуемое размещение приподнятых противовесов.

Поскольку мы заинтересованы в усилении антенной решетки, постоянно сравнивайте усиление антенной решетки с усилением отдельного ее элемента, смоделированного над той же самой землей. Это покажет вам точно, на сколько вы увеличите усиление, переходя от одиночной вертикальной антенны к антенной решетке. Все другие сравнения почти совсем бессмысленны. Убедитесь, что вы используете землю с одинаковыми характеристиками во всех случаях. Если вы хотите моделировать антенну для разработки вашей собственной системы возбуждения, не забудьте включить эквивалентное сопротивление потерь для учета неидеальной заземляющей системы противовесов.

Позвольте мне еще раз предупредить читателей: моделирование антенн – это одно, а практическое исполнение антенн – это, как правило, совсем другое. Можно смоделировать антенные решетки с потрясающими характеристиками, но они могут быть полностью невозможны для построения. Не забывайте, вы должны возбуждать антенную решетку практичными способами при помощи линий передачи. Линии передачи имеют потери – потери, которые могут быть очень высокими, если в линиях большое значение КСВ. Различные компьютерные программы, в частности программное обеспечение NEW LOW BAND DXING, дают возможность расчета практических систем возбуждения с реальными линиями передачи, а не с идеальными линиями без потерь.

Особенно остерегайтесь очень малых или очень больших сопротивлений. Это обычно делает очень трудно достижимым в реальной жизни то, что нам кажется очень хорошей конструкцией на экране компьютера!

Одно дело моделировать антенну, другое - строить ее, выполнять то, что изображено на бумаге (или на экране компьютера). Если вы готовы пойти на небольшой компромисс для того, чтобы использовать намного более легко выполняемую систему возбуждения (например, квадратурную систему вместо экзотических фазовых углов и амплитуд токов), я советую компромисс, если вы не имеете необходимых измерительных устройств.

И последние меры. Если вы используете квадратурно возбуждаемую антенную решетку, то потребуются очень простые устройства, пригодные для установления, как хорошо антенная решетка возбуждается и как хорошо она работает. Если вы выбрали антенную решетку с более экзотическими фазовыми углами, попытайтесь достать качественный осциллограф или векторный вольтметр. Я гарантирую, результаты будут стоить затраченных усилий.

1. ДВУХЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С РАССТОЯНИЕМ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ 1/8 Λ, ВОЗБУЖДАЕМАЯ С РАЗНОСТЬЮ ФАЗ 180°. 3

2. ОДНОНАПРАВЛЕННАЯ 2-Х ЭЛЕМЕНТНАЯ ГОРИЗОНТАЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА... 3

3. ДВУХЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ПАССИВНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ. 3

4. ДВУХЭЛЕМЕНТНАЯ РЕШЕТКА ИЗ ТРЕУГОЛЬНЫХ РАМОК. 6

4.1. Двух элементная решетка из наклоненных треугольных рамок. 6

5. ТРЕХЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА СО ВСЕМИ АКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ..... 8

6. ТРЕХЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ПАССИВНЫМИ ДИПОЛЯМИ. 9

7. СИНФАЗНЫЕ ТРЕУГОЛЬНЫЕ РАМКИ (КОЛЛИНЕАРНЫЕ).. 14

8. СПЕЦИАЛЬНАЯ ZL. 14

9. Н – ОБРАЗНАЯ АНТЕННА. «ЛЕЖАЩЕЕ Н» 14

10. МНОГОВИБРАТОРНАЯ АНТЕННА «ОБРЕЗАННЫЙ ХВОСТ». 15

11. ПОЛУКВАДРАТНАЯ АНТЕННА. 17

12. 14-ТИ ЭЛЕМЕНТНАЯ ЯГИ ДЛЯ 80 МЕТРОВ? 18

12. ДРУГИЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

В главе 11 по фазированным антенным решеткам рассматривались только антенные решетки из вертикальных (ненаправленных) излучателей. Вы, конечно, можете конструировать антенные решетки, которые уже сами имеют горизонтальную направленность, например, горизонтальные диполи.

Даже на относительно небольшой высоте (0.3λ) решетки, выполненные из горизонтальных элементов (диполей), могут быть достаточно привлекательными. Присущий им угол излучения обычно больше, чем для решеток, выполненных из вертикальных элементов, но пока электрические свойства земли являются более, чем хорошими, горизонтальные решетки могут в действительности превосходить вертикальные решетки даже на небольших углах.

Вертикальный угол излучения (волновой угол) решеток, выполненных из вертикальных элементов (обычно из элементов длиной jλ) зависит только от качества земли в зоне Френеля. Обычные значения этих углов находятся от 15°до 25°.

То же самое действительно для антенных решеток, выполненных из горизонтально поляризованных элементов, однако, как мы изучали, эффективность отражения выше над плохой землей при горизонтальной поляризации, чем при вертикальной поляризации (смотри главу 9, раздел 1.1.2 и главу 8, раздел 1.2.1.1).

Волновой угол для антенн из горизонтально поляризованных элементов в основном зависит от высоты антенны над землей. Для низких антенн (с большими волновыми углами) качество земли прямо под антенной (в ближней зоне) также играет роль в определении волнового угла (смотри главу 8, раздел 1.2.1.4). Но как DXерам, на не интересны антенны, излучающие почти в зенит.

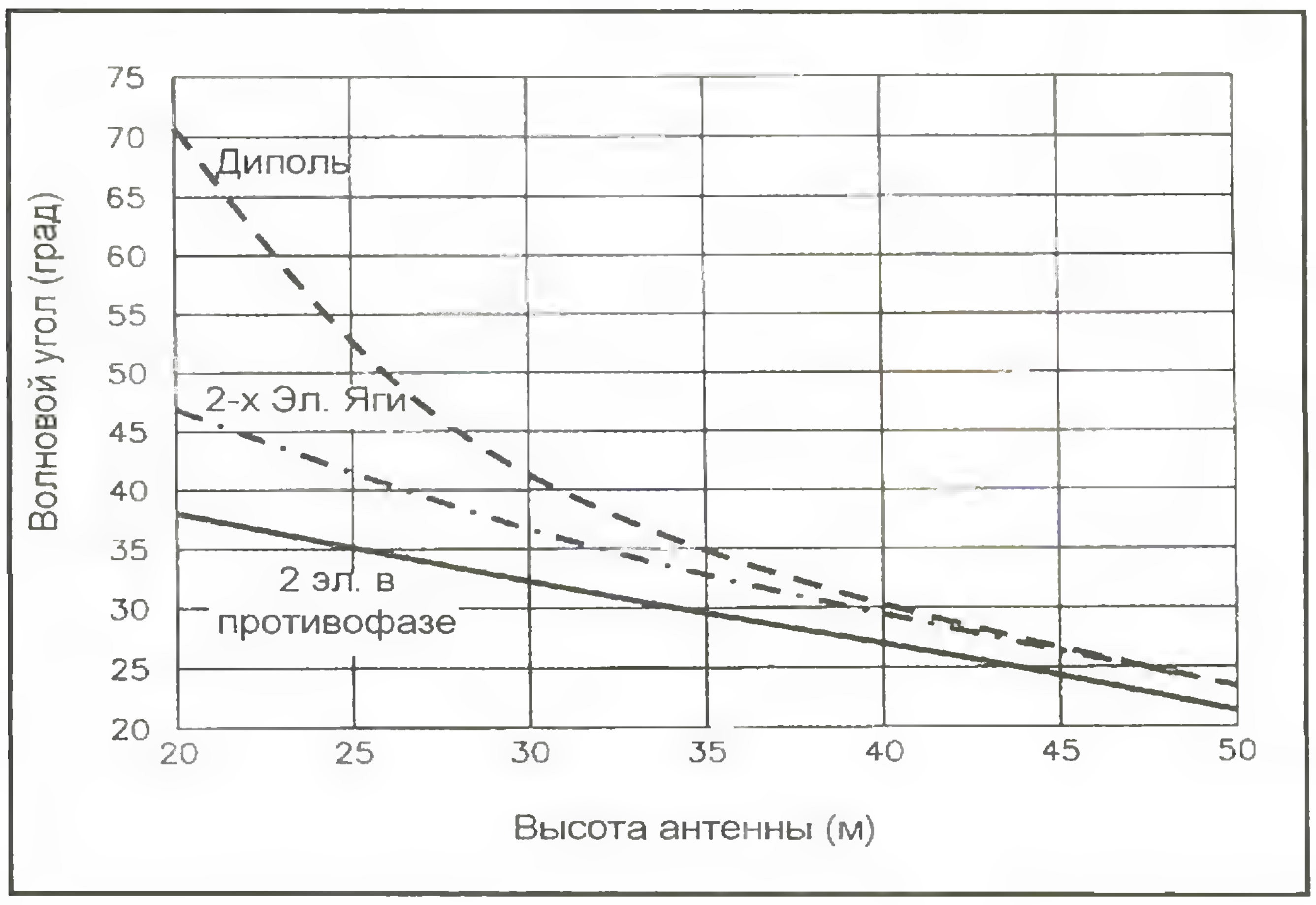


Рис.12.1. Вертикальный угол излучения (волновой угол) для трех типов антенн над средней землей: полуволновый диполь, 2-х элементная решетка с пассивным элементом (Яги) и два близко расположенных полуволновых диполя, возбуждаемых с разностью фаз 180°. Отметим заметное преимущество последней антенны на низких высотах. Графики применимы для диапазона 80 метров.

Над хорошей землей диполь на высоте jλ излучает максимум энергии в зенит. Над средней землей волновой угол равен 72°. Единственный путь радикально уменьшить угол излучения антенны на такой малой высоте является добавление другого элемента.

Если мы установим второй диполь на небольшом расстоянии (например на расстоянии 1/8λ) и на той же самой высоте (jλ) и возбудим этот второй диполь с разностью фазы 180° относительно первого диполя, то мы достигнем двух вещей:

- Приблизительно 2.5 dB усилений в двунаправленной диаграмме.
- Уменьшения волнового угла с 72° до 37°!

В зените излучение станет равным нулю вне зависимости от качества земли. Это потому, что в зените отраженные волны от элемента №1 (отраженные от земли непосредственно под антенной) компенсируются прямой волной от элемента №2. Тоже самое применимо к отраженной волне от элемента №1 и прямой 90° волне 90° от элемента №2. Вся мощность, ранее излучаемая под большими углами, теперь концентрируется под небольшими углами. Конечно, диаграмма также сужается в горизонтальной плоскости. Например: Полуволновый 80 метровый диполь на высоте 25 м имеет ширину переднего лепестка по уровню -3 dB 124° при волновом угле 45°. Двухэлементный вариант, описанный выше, имеет ширину лепестка по уровню -3 dB 95° при том же самом волновом угле 45°. Сопротивление двух диполей уменьшается очень значительно, приблизительно до 8 Ом.

На рис.12.1 показаны вертикальные углы излучения (волновые углы) для трех типов антенн над средней землей: горизонтального диполя, двух полуволновых диполей, возбуждаемых с разностью фаз 180° (на расстоянии 1/8λ) и двухэлементной Яги. Из этих графиков вы можете увидеть, что единственным путем достижения относительно малых углов излучения от горизонтально поляризованных антенн на небольшой высоте (обычно 1/3λ или меньше) является добавление второго элемента. Элемент с разностью фазы 180° уменьшает угол излучения антенны на малой высоте (ниже 0.35λ) значительно больше, чем Яги или двухэлементная антенная решетка. Существует также особое преимущество в подавлении всего излучения под большим углом, что не происходит в других типах решеток (Яги или 2-х элементные антенные решетки).

1. Двухэлементная антенная решетка с расстоянием между элементами 1/8 λ, возбуждаемая с разностью фаз 180°.

Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях 2-х элементной антенной решетки показаны на рис.12.2. Поскольку элементы возбуждаются с разностью фаз 180°, система возбуждения очень проста. Сопротивления обоих элементов одинаковы. На рис.12.3 приведено входное сопротивление в виде функции расстояния между элементами и высоты. В приведенных пределах расстояние между элементами не оказывает влияния на усиление или направленность диаграммы. Очень близкое расположение дает очень низкие сопротивления, что делает возбуждение более сложным и увеличивает потери в системе. Рекомендуется минимальное расстояние между элементами 0.15λ.

По сравнению с одиночным диполем на той же высоте эта антенна имеет усиление 3.5 dB при главном волновом угле 37° и 4.5 dB при волновом угле 25° (смотри рис.12.4). возбуждение антенной решетки выполняется линией передачи длиной jλ к одному элементу и длиной sλ к другому элементу. Входное сопротивление в точке соединения двух линий передачи приблизительно равно 100 Ом при расстоянии между элементами 0.125λ. Кабель 75 Ом длиной jλ обеспечит идеальное согласование с линией передачи 50 Ом.

Вы будете иметь КСВ = 5 в двух линиях передачи, так что будьте осторожны при работе с большой мощностью. Другим решением возбуждения, которое может быть более пригодно для больших мощностей, является выполнение двух параллельных линий передачи 50 Ом к каждому элементу, создающих линию передачи с сопротивлением 25 Ом. В этом случае КСВ в линии будет более приемлемым и равным 2.2. На концах линий передачи (длиной jλ и sλ) сопротивление будет равно 54 Ом. Параллельное соединение даст сопротивление 27 Ом, которое может быть согласовано с линией передачи 50 Ом при помощи четверть волнового трансформатора с сопротивлением 37.5 Ом (два параллельных кабеля 75 Ом) или при помощи подходящей L – цепи.

2. Однонаправленная 2-х элементная горизонтальная антенная решетка.

Начиная с вышерассмотренной антенной решетки, теперь мы можем изменить фазу тока возбуждения, чтобы изменить двунаправленную диаграмму направленности в горизонтальной плоскости в однонаправленную.

Требуемая фаза для получения дополнительного усиления и, особенно, отношения вперед/назад изменяется с высотой над землей. При высоте Sλ и выше разность фаз 135° приводит к хорошим результатам. На меньших высотах большая разность фаз (например 155°) помогает уменьшить главный волновой угол. Это логично, поскольку приближает нас к разности фаз 180°, создающее наибольшее влияние фазы на подавление излучения при больших углах (смотри выше).

На рис. 12.5 показаны диаграммы направленности в вертикальной плоскости, полученные при различных фазовых углах для 2-х элементной антенной решетки на высоте jλ и Sλ. Заметим, что при увеличении фазового угла излучение под большими углами уменьшается, но отношение F/B при малых углах ухудшается. Большие фазовые углы дают также несколько большее усиление. Для обоих высот антенны (25 и 40 м или 0.3 и 0.4λ) фазовый угол 145 ° представляется хорошим компромиссом.

Возбуждение этих антенных решеток не простое, поскольку фазовые углы токов возбуждения не в квадратуре (фазовые углы отличаются на 90 °). Для обсуждения методов возбуждения смотри главу 11 по вертикальным антенным решеткам. Вынужденный ток, использующий модифицированную систему возбуждения Levallen кажется наилучшим выбором.

Вопрос, который приходит на ум: «Можем ли мы получить подобное усиление и направленность в антенной решетке с пассивными элементами?». Давайте посмотрим.

3. Двухэлементная антенная решетка с пассивным элементом.

Наши средства моделирования учат нас, что мы несомненно получим те же самые результаты в решетке с пассивным элементом. Двухэлементная решетка директорного типа создаст то же самое усиление и отношение F/B, которое даже незначительно лучше.

Поскольку практическая конструкция 2-х элементной антенной решетки с пассивным элементом является проволочной, я разработал Яги с двумя инвертированными V дипольными элементами. На рис.12.6 показано расположение, а также диаграммы направленности, полученные при высоте 25 м (0.3λ). чтобы выполнить решетку легко переключаемой, оба проволочных элемента выполнены равной длины (39.94 м для рабочей частоты 3.8 МГц). Угол в вершине инвертированного V диполя равен 90°. Необходима мачта для поддержки высотой 25 м. на этой высоте мы должны установить горизонтальную поддержку (бум) длиной 10 м, с концов которой свисают инвертированные V диполи. Усиление равно 3.9 dB относительно инвертированного V диполя на той же самой высоте, измеренное при главном волновом угле 45°.

Нагрузочный конденсатор с реактивностью –j60 Ом создает необходимую фазу тока в директоре. Сопротивление излучения решетки равно 24 Ом.

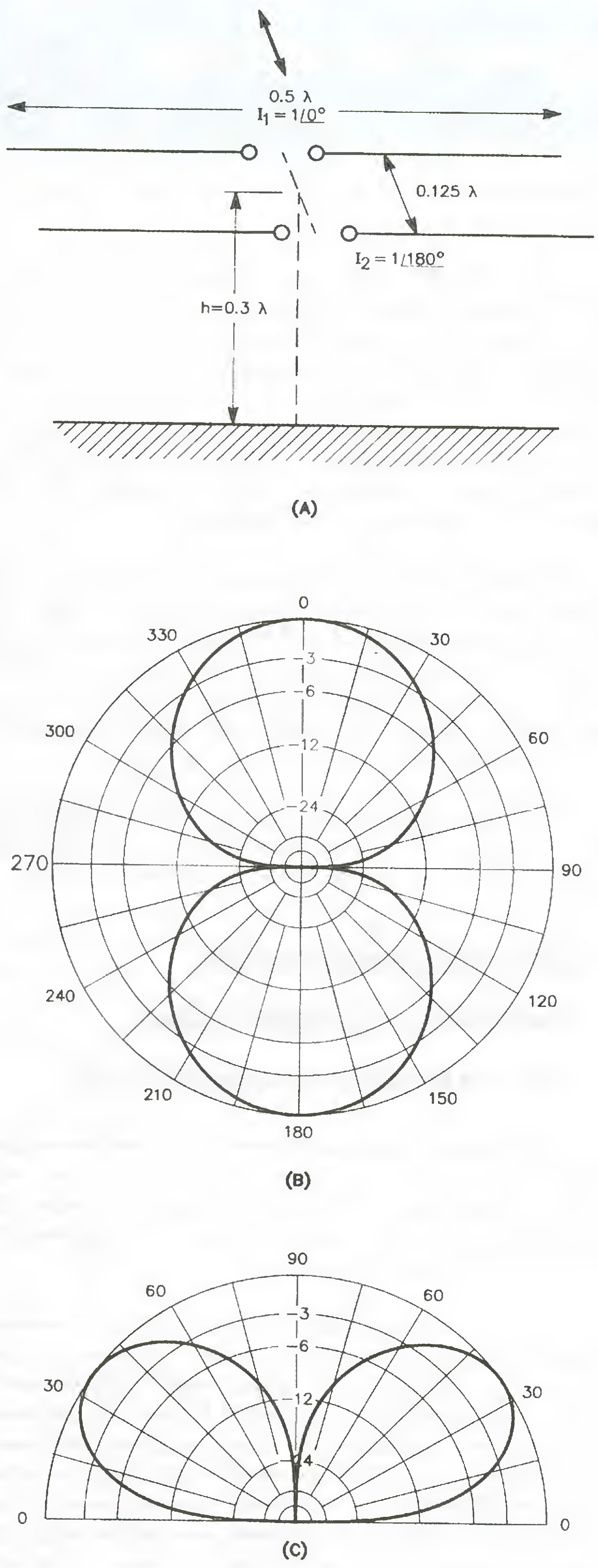

0.5 λ
$I_1 = 1\angle 0°$
0.125 λ
$I_2 = 1\angle 180°$
h=0.3 λ
(A)
0
30
60
90
120
150
180
210
240
270
300
330
-3
-6
-12
-24
(B)
90
60
60
30
30
0
0
-3
-6
-12
-24
(C)

Рис.12.2. Расположение и диаграммы направленности двух близко расположенных диполей, возбуждаемых с разностью фаз 180 °, расположенных на высоте 0.3λ на средней землей. Азимутальная диаграмма направленности на В приведена для волнового угла 36°. Отметим в диаграмме направленности по углу места на С, что излучение в зенит эффективно подавлено (детальное объяснение в тексте).

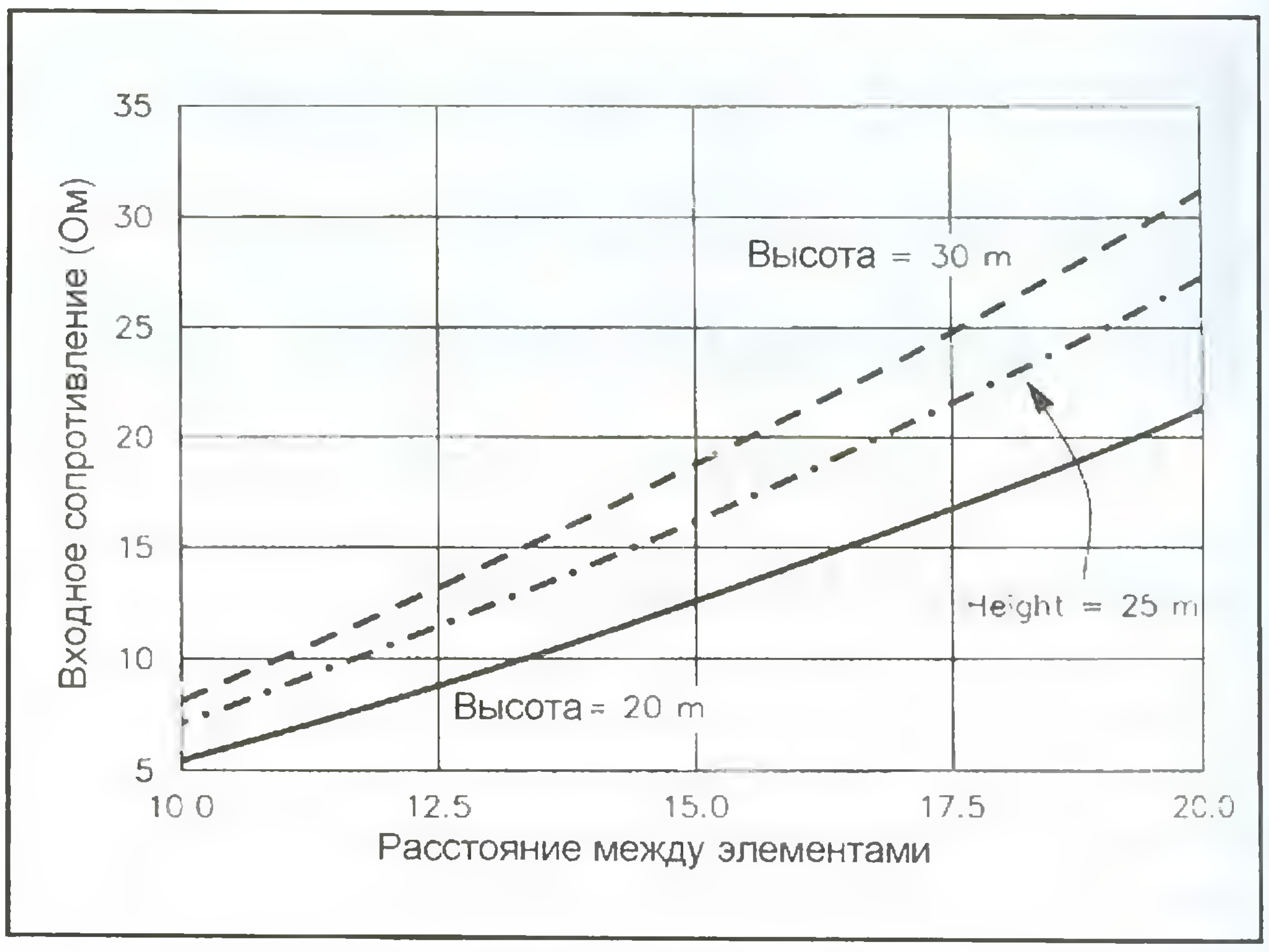


Рис. 12.3. Входное сопротивление 2-х элементной антенной решетки с близким расположением элементов, возбуждаемых с разностью фаз 180° в виде функции расстояния между элементами и высоты над землей. Рабочая частота 3.75 МГц.

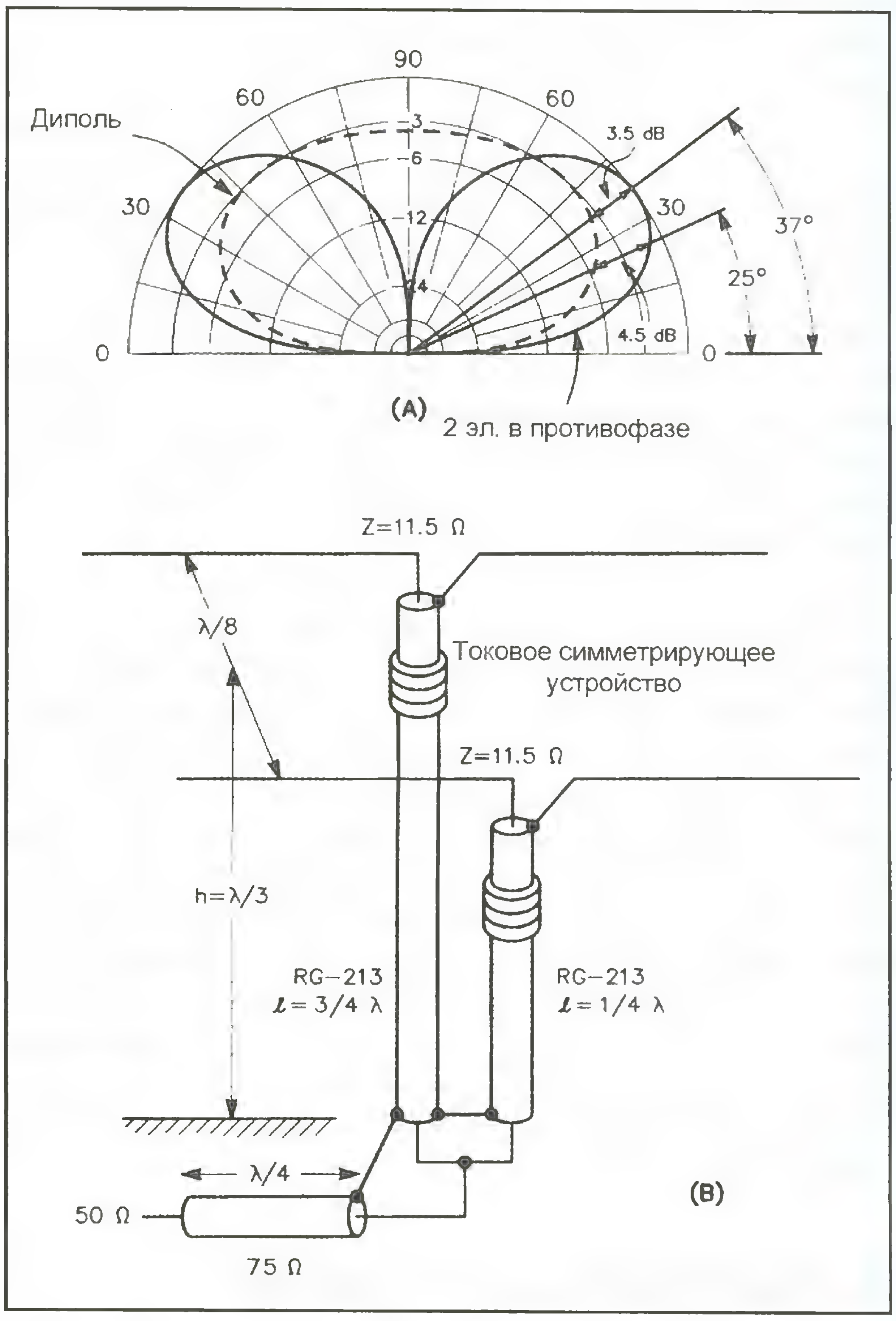

90
60
60
30
30
0
0
Диполь
-3
-6
-12
-24
3.5 dB
4.5 dB
37°
25°
(A)
2 эл. в противофазе
Z=11.5 Ω
λ/8
Токовое симметрирующее устройство
Z=11.5 Ω
h=λ/3
RG-213
ℓ = 3/4 λ
RG-213
ℓ = 1/4 λ
λ/4
50 Ω
75 Ω
(B)

Рис.12.4. На А – диаграмма направленности в вертикальной плоскости 2-х элементной антенной решетки с близко расположенными элементами по сравнению с диаграммой одиночного диполя на той же высоте 0.3λ (25 м для частоты 3.8 МГц). Метод возбуждения для расстояния 1/8 λ показан на В. Входное сопротивление приблизительно 100 Ом в месте соединения линий передачи 50 Ом длиной jλ и sλ. Линия передачи 75 Ом длиной jλ может быть использована для обеспечения идеального согласования с линией 50 Ом.

Для выполнения решетки легко переключаемой, линии передачи к двум элементам сделаны одинаковой длины.

При этом существуют две возможности:

- Мы используем длину коаксиальной лини передачи для обеспечения необходимой реактивности –j60 Ом в элементе.
- Мы используем переменный конденсатор на конце линии передачи длиной Sλ.

Теоретическое значение емкости конденсатора равно:

$$\frac{10^6}{2\pi \times 3.8 \times 60} = 644pF.$$

Теперь мы рассчитаем длину открытой линии передачи, которая создаст емкость 644 pF на частоте 3.8 МГц. Реактивность на конце открытой линии передачи равна:

$$X = -Z_C \times \tan(90 - L),$$

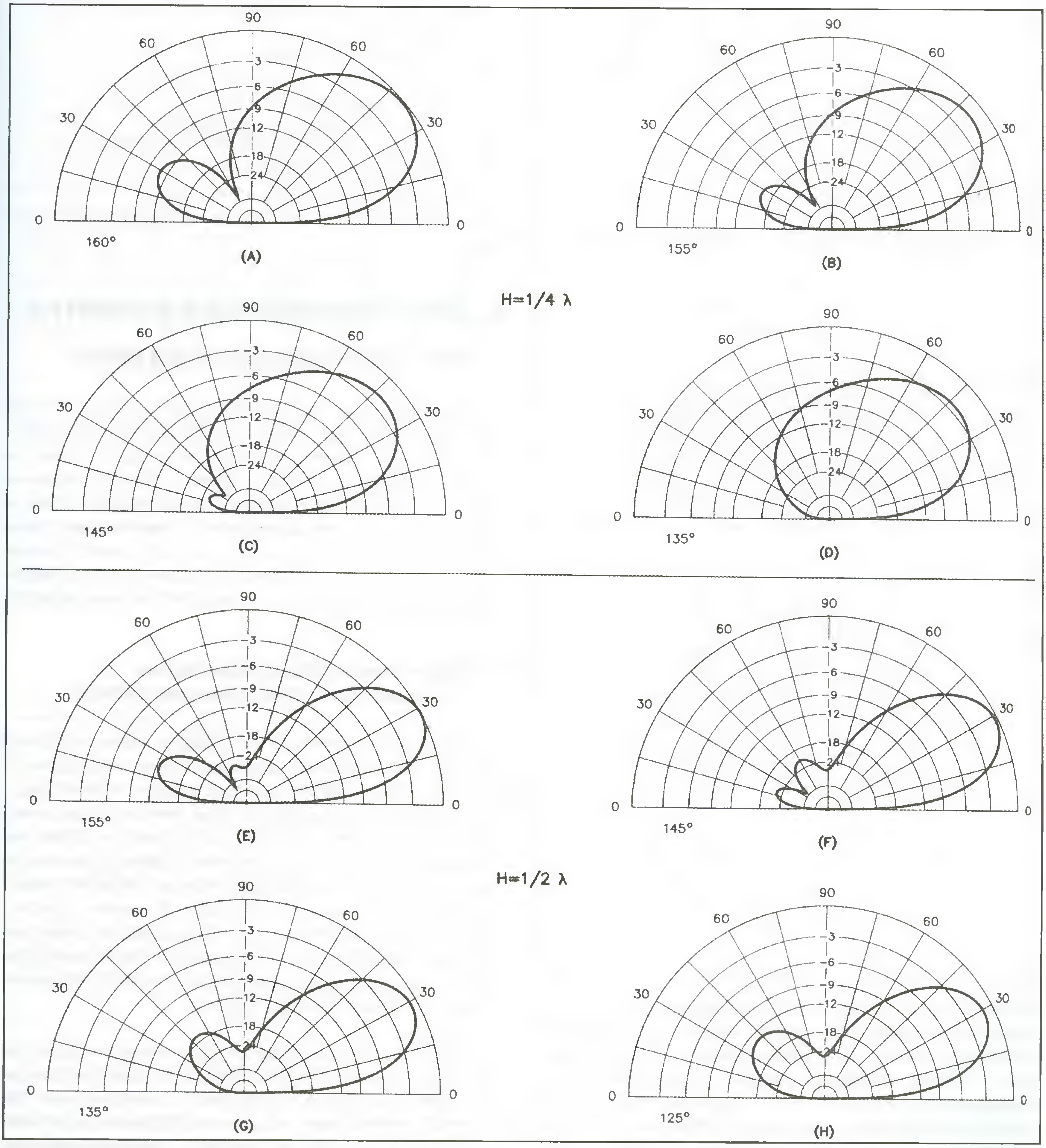


Рис.12.2. Расположение и диаграммы направленности двух близко расположенных диполей, возбуждаемых с разностью фаз 180 ˚, расположенных на высоте 0.3λ на средней землей. Азимутальная диаграмма направленности на В приведена для волнового угла 36˚. Отметим в диаграмме направленности по углу места на С, что излучение в зенит эффективно подавлено (детальное объяснение в тексте).

где Z_c - характеристическое сопротивление линии,

L – длина линии в градусах.

Это выражение может быть переписано в виде:

$$L = 90^\circ - \arctan\frac{X}{Z_C}.$$

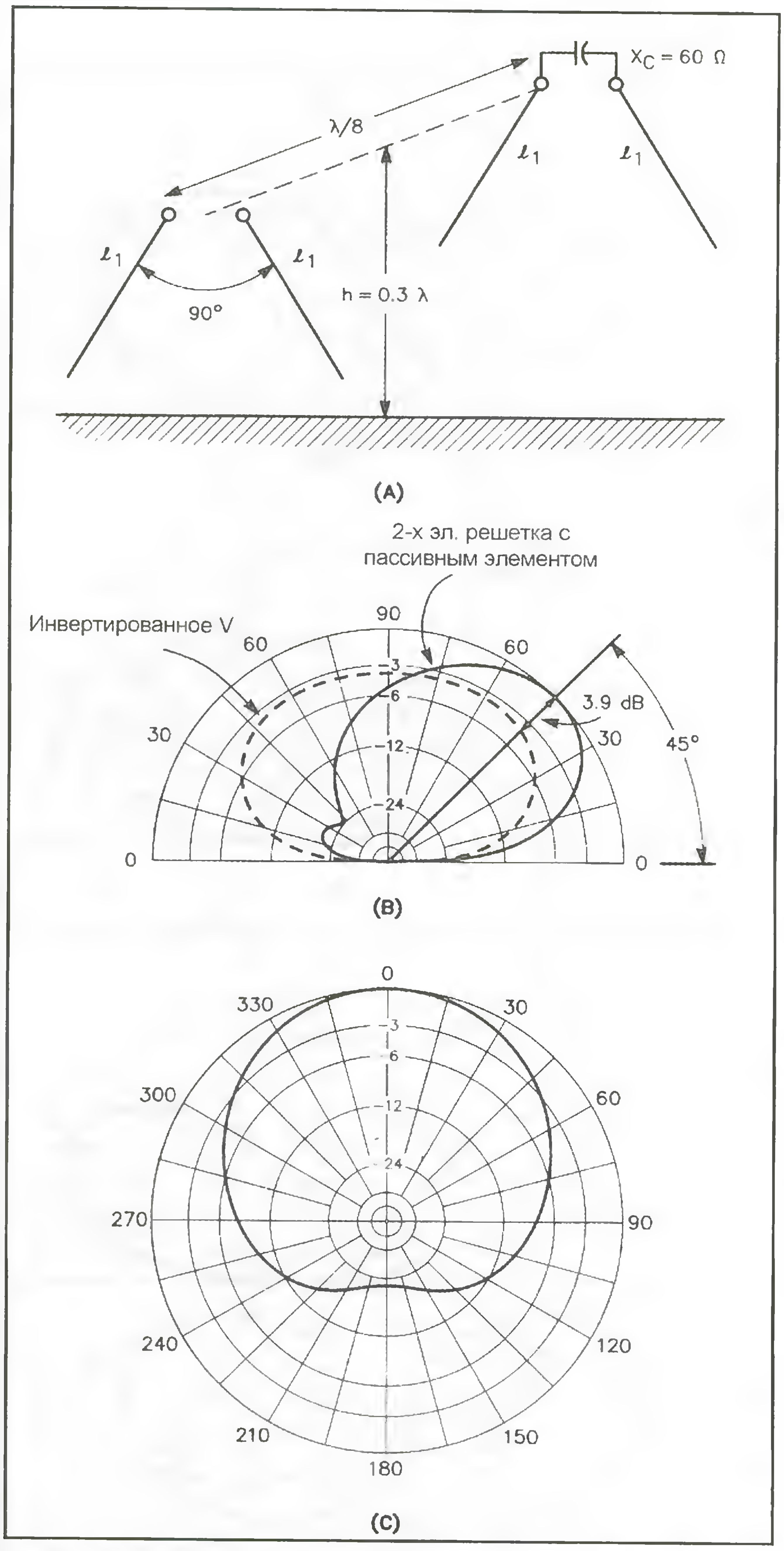


Рис.12.6. Расположение и рассчитанные диаграммы направленности для 2-х элементной антенной решетки с пассивным элементом, использующей инвертированные V диполи. Элементы с углом при вершине 90° установлены на высоте 0.3λ (25 м для частоты 3.8 МГц). Расстояние между элементами 1/8 λ. Диаграмма направленности отдельного инвертированного V диполя приведена на В для сравнения. На С показана азимутальная диаграмма направленности для волнового угла 45°. Усиление для главного волнового угла (45°) равно 3.9 dB по отношению к

В нашем случае нам необходимо X = -60 Ом. Тогда:

$$L = 90^\circ - \arctan\frac{60}{50} = 39.8^\circ.$$

Физическая длина линии будет равна:

$$L_{метры} = \frac{833\times V_f \times l}{1000\times F_q},$$

где V_f - коэффициент укорочения (0.66 для RG-213),

l - рабочая частота,

F_q - длина в градусах.

$$L_{метры} = \frac{833\times 0.66\times 39.8}{1000\times 3.8} = 5.76 м.$$

На рис.12.7 показаны возбуждение и схема переключения.

4. Двухэлементная решетка из треугольных рамок.

Используя ту же самую поддержку, которая описана выше (бум длиной 10 м на высоте 25 м), мы можем сконструировать 2-х элементную решетку из треугольных рамок. Если проводимость земли очень хорошая, и если мы сможем установить противовесы (заземляющий экран), то 2-х элементная антенная решетка из треугольных рамок сможет обеспечить небольшой угол излучения и соизмеримое усиление по отношению к усилению 2-х элементной антенной решетки из 2-х инвертированных диполей, как описано в разделе 3.

4.1. Двухэлементная решетка из наклоненных треугольных рамок.

Поскольку низкоомный вход вертикально поляризованной рамки находится довольно далеко от вершины и большая часть излучения создается областями антенны с большим током, продумать использование треугольных рамочных элементов, которые наклонены от мачты. Мы не можем делать это с элементами антенной решетки из инвертированных V диполей, поскольку области больших токов находятся прямо на вершине. В данном случае я предусмотрел бум длиной 6 м на вершине мачты высотой 25 м. с кончиков бума мы наклонили два треугольника так, чтобы линии оснований были на расстоянии 8 м от мачты и приблизительно 2.5 м над землей.

На рис.12.8 показаны диаграммы направленности, полученные для антенной решетки, когда рамки возбуждены токами одинаковой амплитуды с разностью фаз 120°. Отметим потрясающее отношение F/B при малых углах (более, чем 45 dB!). усиление по отношению к одиночной рамке равно 3.5 dB. Волновой угол равен 18° над очень хорошей землей. Одной из проблем является, конечно, система возбуждения для антенной решетки, которая возбуждается не в квадратуре.

На рис.12.9 показаны диаграммы излучения для антенной решетки с пассивным рефлектором. Усиление то же самое, как и для активной антенной решетки и равно 3.4 dB относительно усиления отдельного треугольного рамочного элемента. Решетка с пассивным элементом имеет немного меньшее отношение F/B при малых углах, по сравнению с активной решеткой (смотри рис.12.8), но разница незначительна.

Что касается 2-х элементных антенных решеток, я лично отдаю предпочтение решеткам с пассивным элементом, поскольку активные антенные решетки возбуждаются не в квадратуре, это означает, что схема возбуждения почти простая (необходима модифицированная система возбуждения Levallen). Обычный метод возбуждения 2-х антенной решетки с пассивным элементом использует две линии передачи равной длины к общей точке, лежащей посередине между двумя рамками. На небольшой высоте может быть установлено согласующее и переключающее оборудование. Как и в 2-х элементной решетке из инвертированных V диполей, мы используем две рамки одинаковой длины, а также используем коротко замкнутую линию передачи для обеспечения необходимой индуктивной нагрузки в рефлекторе. Длина линии передачи, необходимая для получения требуемого индуктивного сопротивления 140 Ом рассчитывается следующим образом:

$$X_L = Z_C \times \tan l,$$

где X_L - требуемая индуктивность,

Z_C - сопротивление кабеля,

$\tan l$ - длина кабеля в градусах.

Это выражение может быть переписано следующим образом:

$$l = \arctan \frac{X_L}{Z_C}$$

или

$$l = \arctan \frac{140}{75} = 61.8^\circ.$$

Физическая длина определяется выражением:

$$L_{meters} = \frac{833 \times V_f \times l}{1000 \times F_q},$$

где L_{meters} - длина, в метрах,

l - длина в градусах,

V_f - коэффициент укорочения кабеля,

F_q - рабочая частота.

Мы используем кабель со вспененным диэлектриком RG-11 ($V_f = 0.81$), поскольку кабель с твердым диэлектриком ($V_f = 0.66$) буде слишком коротким, чтобы достичь блока переключения.

$$L_{meters} = \frac{833 \times 0.81 \times 61.8}{1000 \times 3.8} = 10.98 м.$$

На рис.12.10 показаны линии передачи и схема переключения антенной решетки. Отметим, что кабель, идущий к рефлектору, должен быть коротко замкнут. Обе коаксиальные линии передачи должны быть снабжены симметрирующим устройством токового типа (набором ферритовых колец).

Сопротивление антенной решетки варьируется от 75 Ом до 150 Ом в зависимости от качества земли. Если необходимо, сопротивление может быть легко согласовано с 50 Ом линией передачи при помощи L – цепи. Решетка может быть сделана переключаемой с частотного участка SSB диапазона на участок CW при помощи применения емкостной нагрузки, как описано в главе 10.

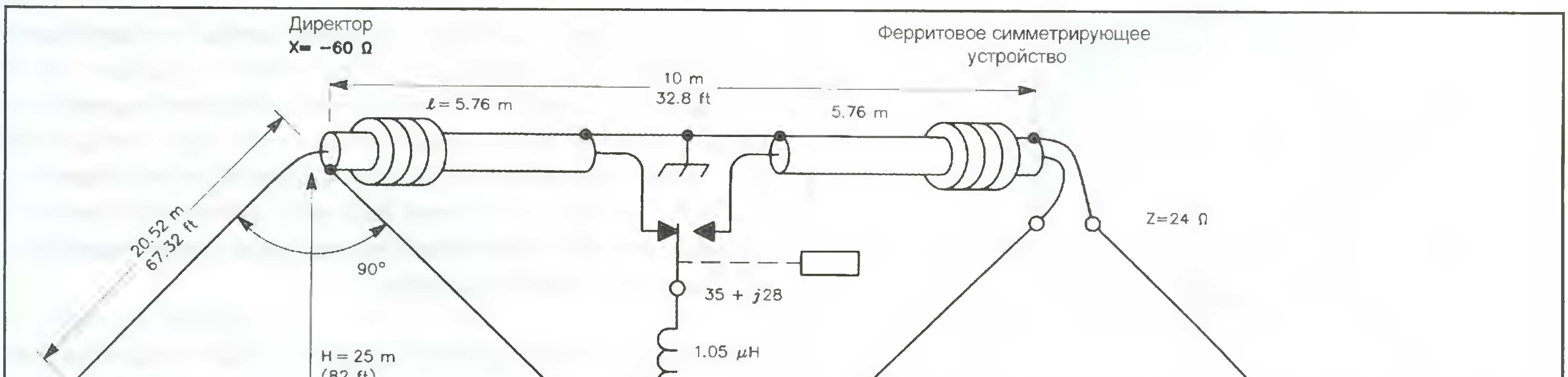


Рис.12.7. Схема возбуждения 2-х элементной антенной решетки с пассивным элементом, показанной на рис.12.6. Два кабеля RG-213 подходят к блоку переключения в центре антенной решетки. Коаксиальный кабель к директору на левом конце разомкнут и создает реактивность –j65 Ом (эквивалентно 644 pF на частоте 3.8 МГц) в точке питания элемента. Сопротивление излучения антенной решетки равно 29 Ом. L – цепь может быть использована для получения идеального согласования с 50 Ом линией передачи. Токовое симметрирующее устройство (например, набор ферритовых колец) должно быть установлено на входах обоих элементов.

Поскольку эта антенная решетка публикуется во второй редакции этой книги, я использовал многочисленные комментарии от любителей, которые успешно сконструировали эту антенну.

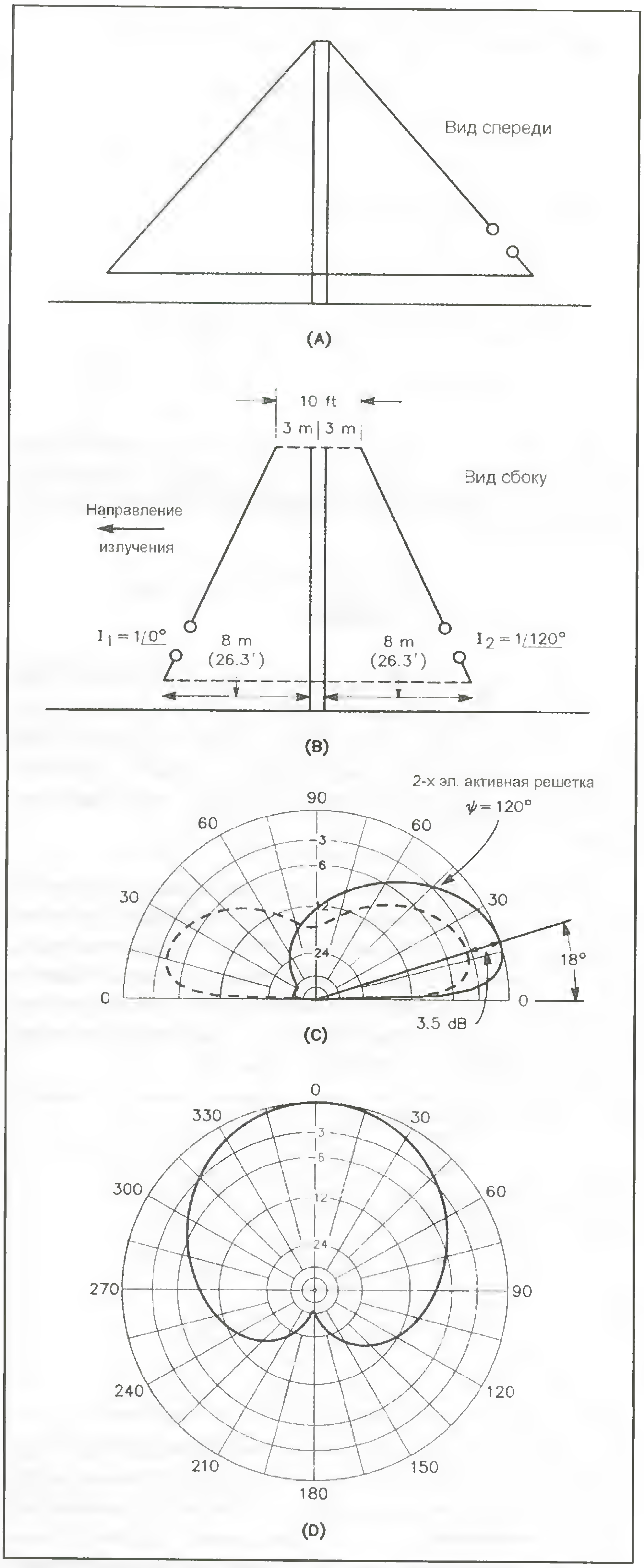


Рис.12.8. Расположение и диаграммы направленности 2-х элементной антенной решетки из треугольных рамок, использующей наклонные элементы. Элементы возбуждаются токами равной амплитуды с разностью фаз 120°. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости на D приведена для волнового угла 18°.

5. Трехэлементная антенная решетка со всеми активными элементами.

3-х элементная активная фазированная решетка, выполненная из Sλ диполей, может быть легко разработана для достижения очень хорошего усиления одновременно с замечательным отношением F/B. Три элемента на «буме» длиной jλ (расстояние между элементами равно 1/8 λ) могут дать около 6 dB усиления в главном угле излучения 38° относительно одиночного диполя на той же самой высоте (над средней землей).

A.Cristman, KB8I, описал 3-х элементную дипольную решетку с замечательными направленными качествами и усилением [963]. Я смоделировал 3-х элементную антенную решетку из инвертированных V диполей, используя те же самые фазовые углы. Инвертированные V элементы имели угол при вершине 90° и высоту вершины 25 м над землей. Диаграммы направленности показаны на рис.12.11.

Элементы возбуждаются следующими токами:

$I1 = 1.0\ A\ \angle -149°$,

$I2 = 1.0\ A\ \angle 0°$,

$I3 = 1.0\ A\ \angle 146°$.

Для антенны на высоте 25 м над землей и длины элементов равной 39.72 м (рабочая частота 3.8 МГц) входные сопротивления элементов равны:

Z1 = -36 + j24.5 Ом,

Z2 = 12.3 + j25 Ом,

Z3 = 7.6 – j12.2 Ом.

Если вы смущены отрицательным знаком перед активной частью сопротивления, то это только означает, что в этой решетке элемент №1 в действительности поставляет мощность в систему возбуждения, а не берет мощность из нее. Это достаточно обычная ситуация в активных антенных решетках, особенно при использовании «близко» расположенных элементов. Смотри также главу по вертикальным антенным решеткам.

Возможный метод возбуждения состоит в выполнении трех линий передачи длиной jλ к общей точке. Использованы вынужденные токи: мы используем 50 Ом линии передачи к внешним элементам и две параллельных линии передачи 50 Ом к центральному элементу. Метод детально описан в главе 11 по вертикальным антенным решеткам.

Намного легче смоделировать такую прекрасную антенную решетку и рассчитать согласующую цепь, чем построить антенну и настроить согласующую систему. Незначительные отклонения от расчетных значений сопротивлений означает, что значения компонент цепей будут также отличаться. Способа измерения сопротивлений на входах элементов нет. Все, что мы можем сделать на пути измерений, является использование ВЧ векторного вольтметра и измерение напряжений на концах трех линий передачи. Амплитуды напряжений должны быть одинаковыми, а фазы равные показанным выше (E1, E2 и E3). Если это не так, то значения элементов цепи должны быть настроены, чтобы получить требуемые фазовые углы. Удачи!

Мы увидели, что можем практически уравнять характеристики 2-х элементной активной антенной решетки с характеристиками решетки с пассивным элементом. Далее мы увидим, что тоже самое может быть сделано и с 3-х элементной решеткой.

6. Трехэлементная антенная решетка с пассивными диполями.

Модель, которая была разработана, имеет усиление 4.5 dB относительно одиночного инвертированного V - диполя (на той же высоте) для его главного волнового угла 43°.

Отношение F/B равно почти 20 dB, по сравнению с почти 30 dB для активной антенной решетки. Для той же самой высоты антенны (0.3λ) угол излучения 3-х элементной антенной решетки с пассивными элементами был также незначительно больше (43°), чем для 3-х элементной активной антенной решетки (38°), смоделированной над той же самой (средней) землей.

На рис.12.11 показаны наложенные друг на друга диаграммы направленности для активной антенной решетки и 3-х элементной антенной решетки с пассивными элементами (для 80 метров на высоте 25м). Отметим, что активная 3-х элементная решетка имеет лучшее подавление при больших углах. Это из-за того, что токи во внешних элементах имеют большую разность фаз (по отношению к активному элементу), чем в антенне с пассивными элементами. Эти фазы равны:

Для рефлектора:

- Активная решетка: -149°.
- Решетка с пассивными элементами: -147°.

Для директора:

- Активная решетка: +147°.
- Решетка с пассивными элементами:+105°.

Это еще раз демонстрирует, что в активной антенной решетке мы имеем большее управление всеми параметрами, от которых зависят диаграммы направленности антенной решетки.

Как и 2-х элементная антенная решетка, описанная в разделе 3, решетка 3-х элементная также может быть выполнена, используя три элемента одинаковой длины.

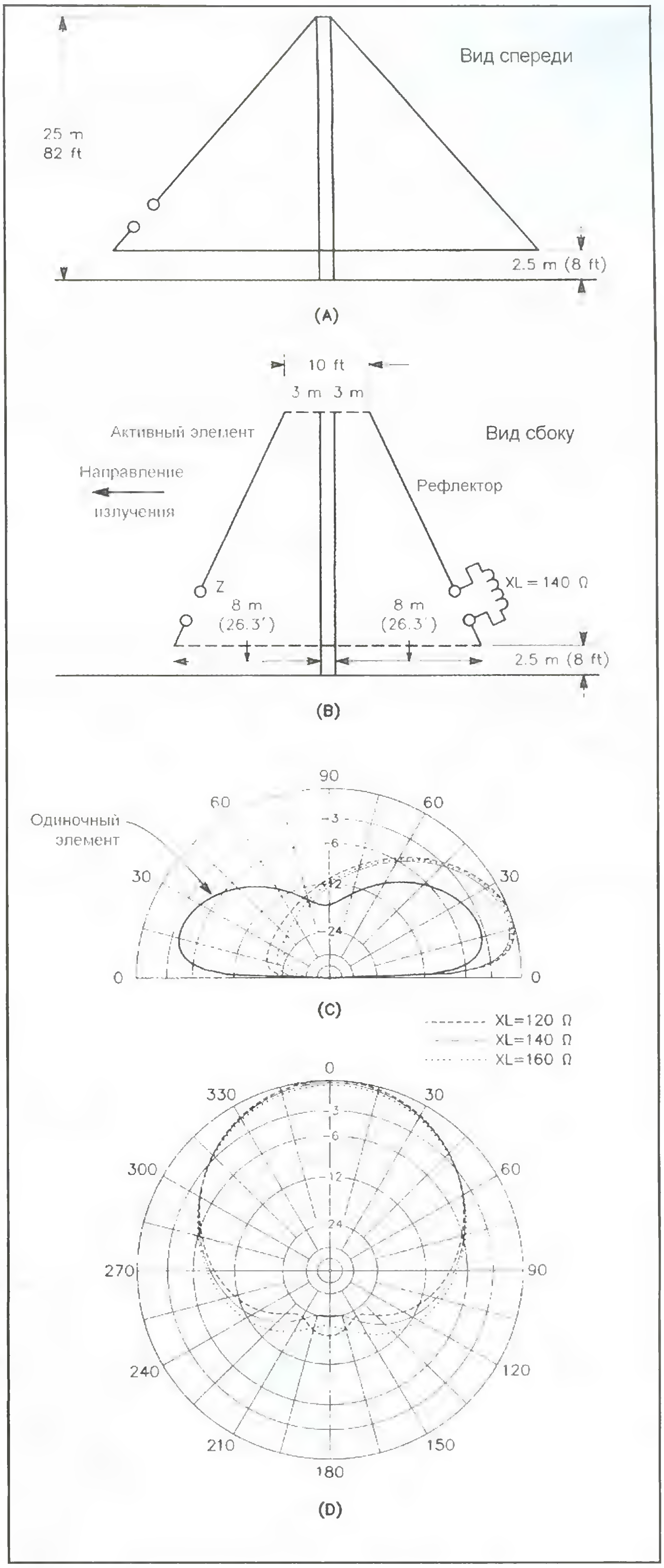


Рис.12.9. Диаграммы направленности антенной решетки из треугольных элементов, имеющей те же самые физические размеры, что и активная антенная решетка на рис.12.8, но с одним элементом, настроенным в качестве рефлектора. На практике оба треугольника выполняются равной длины, а необходимая нагрузочная индуктивность вставляется для достижения требуемого фазового угла. Диаграммы показаны для различных значений нагрузочных индуктивностей (X_c = 120, 140 и 160 Ом). Входное сопротивление антенной решетки изменяется от 75 до 150 Ом в зависимости от качества земли.

Требуемые реактивности элементов для директора и рефлектора получаются установкой необходимых индуктивностей или конденсаторов в центр элемента. На практике мы также подводим линии передачи к внешним элементам. Линии передачи используются как шлейфы, которые представляют собой нагрузки для преобразования элементов в рефлектор или директор.

При этом возникает вопрос, какой из типов кабеля наиболее подходит для работы и какое сопротивление он должен иметь. В таблице 12.1 длины шлейфов, полученные для различных типов линий передачи. Длина разомкнутого шлейфа, подходящая для создания отрицательной реактивности (для использования в качестве шлейфа директора), определяется из выражения:

$$l^\circ = 90^\circ - \arctan\frac{X_C}{Z_C}.$$

Длина замкнутого шлейфа, подходящая для создания положительной реактивности (для использования в качестве шлейфа рефлектора), определяется из выражения:

$$l^\circ = \arctan\frac{X_C}{Z_C}.$$

Таблица 12.1 Требуемая длина линии для нагрузочных шлейфов 3-х элементной антенной решетки с пассивными элементами на рис.12.11.

Ом	V_f	Длина, градусы	Длина, метры	Длина, футы
Директор				
50	0.66	42.3	6.12	20.08
75	0.66	53.75	7.77	25.49
100	0.95	83.03	8.85	29.04
450	0.95	83.03	17.28	56.7
Рефлектор				
50	0.66	52.53	7.58	24.87
75	0.66	40.91	5.91	13.39
100	0.66	33.02	4.77	15.65
450	0.95	8.22	1.71	5.61

Другие характеристики:
Рабочая частота 3.8 МГц, Длина волны 78.89 м.
Директор $X_c = -55$ Ом
Рефлектор $X_L = +65$ Ом

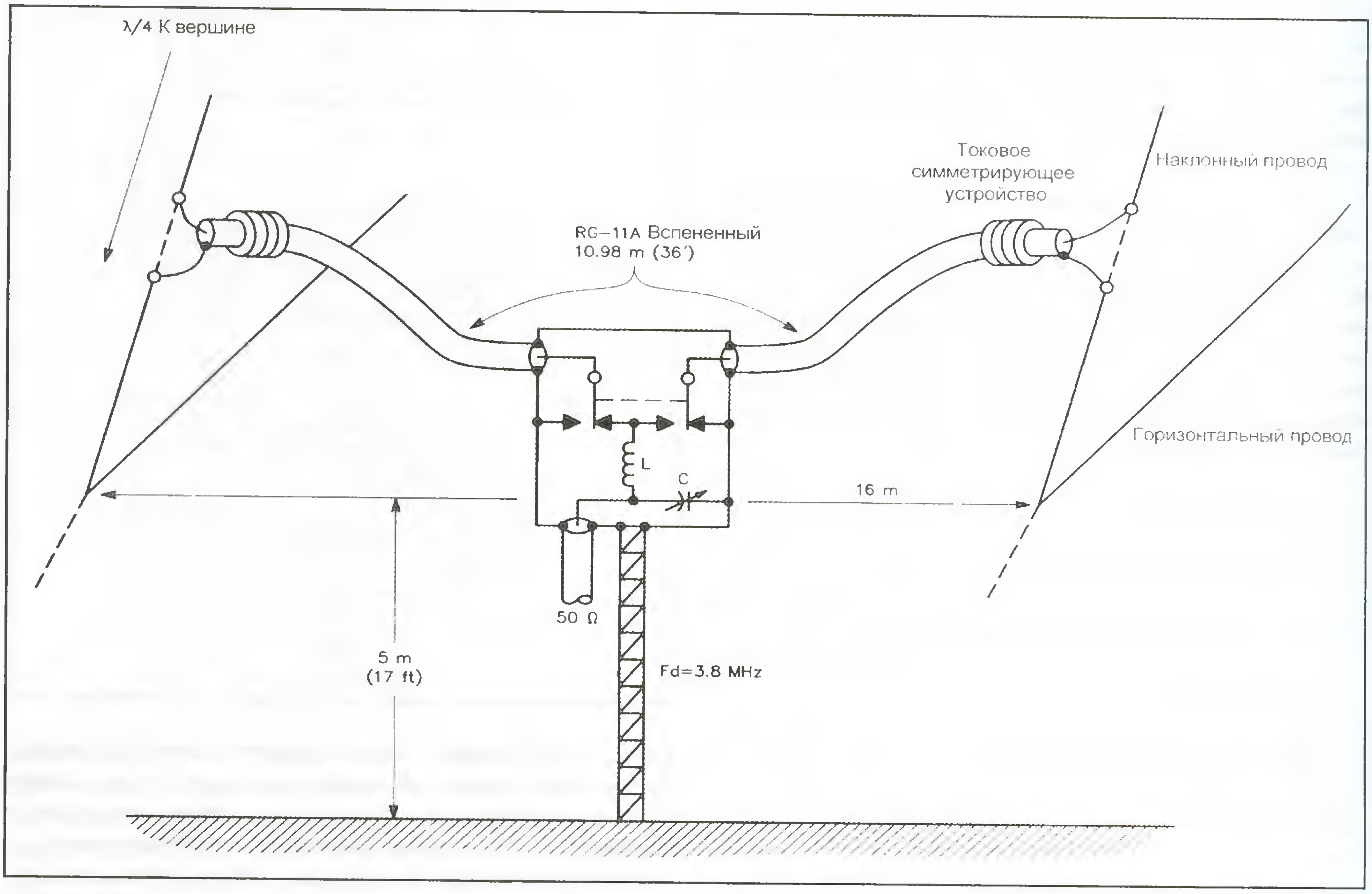


Рис.12.10. Схема питания и переключения направления для 2-х элементной антенной решетки из треугольных рамок с пассивным элементом, показанной на рис.12.9. Длина 75 Ом линий передачи, идущих от точки питания до блока переключения равна 61.8°. Для частоты 3.8 МГц в случае использования кабеля со вспененным диэлектриком (V_f = 0.81) она равна 10.98 м. Расстояние между элементами на высоте входов антенн приблизительно равна 15м. Блок переключения установлен на мачте на высоте 5м над землей на половине расстояния между элементами. Отметим, что линию передачи к рефлектору необходимо замкнуть накоротко. Простая L – цепь обеспечит хорошее согласование с линией передачи 50 Ом.

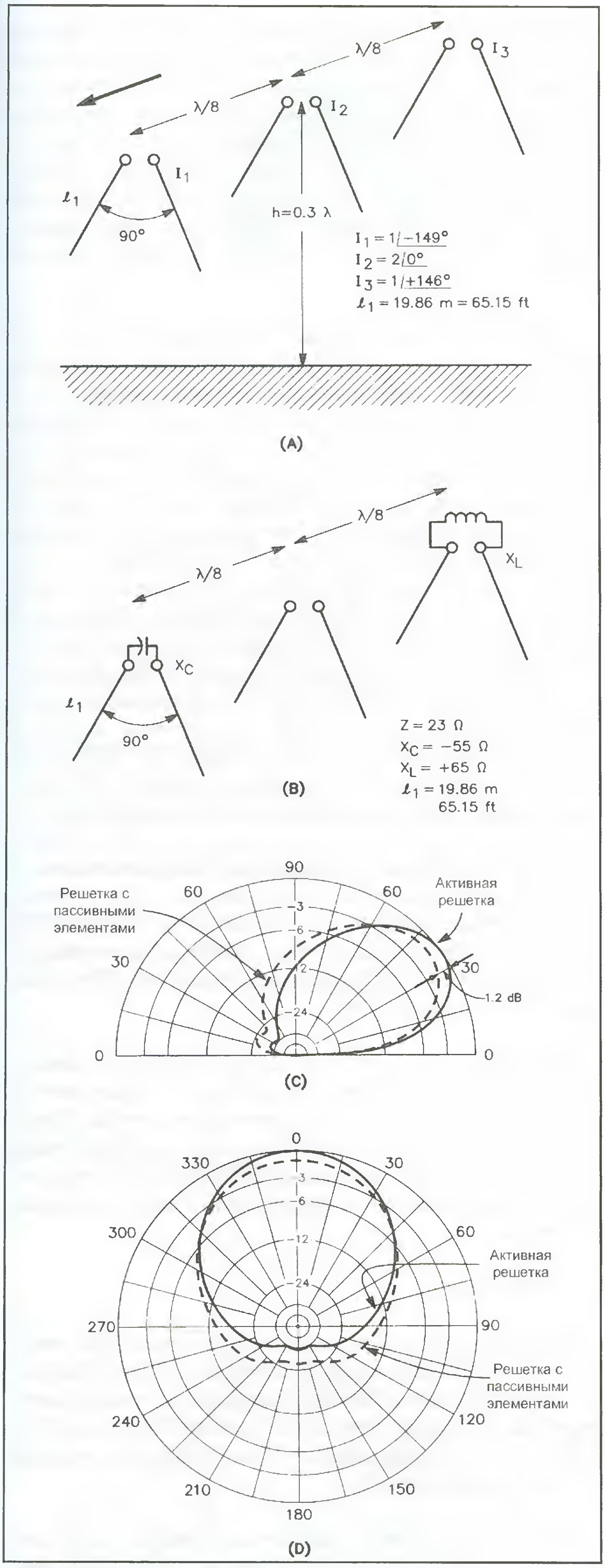

λ/8
λ/8
I3
I2
I1
ℓ1
90°
h=0.3 λ
I1 = 1/−149°
I2 = 2/0°
I3 = 1/+146°
ℓ1 = 19.86 m = 65.15 ft
(A)
λ/8
λ/8
XL
XC
ℓ1
90°
Z = 23 Ω
XC = −55 Ω
XL = +65 Ω
ℓ1 = 19.86 m
65.15 ft
(B)
90
60
60
30
30
0
0
Решетка с пассивными элементами
Активная решетка
-3
-6
-12
-24
1.2 dB
(C)
0
330
30
300
60
270
90
240
120
210
150
180
-3
-6
-12
-24
Активная решетка
Решетка с пассивными элементами
(D)

Рис.12.11. Расположение и диаграммы направленности для двух типов 3-х элементных антенных решеток из инвертированных V – диполей с вершиной на высоте 0.3λ. На C и D одна диаграмма для активной антенной решетки, а другая для решетки с пассивным рефлектором и директором. Активная антенная решетка превосходит решетку типа Яги по усилению приблизительно на 1 dB, а также по отношению F/B на 10 dB.

- Из таблицы 12.1 мы узнаем, что шлейф с сопротивлением 450 Ом требуется очень большой длины для создания требуемой отрицательной реактивности для директора (17.28 м).

- Когда он выполняется из кабеля 50 или 75 Ом, мы получаем привлекательно короткие длины. Недостаток заключается в том, что нам необходимо устанавливать токовые симметрирующие устройства на концах шлейфов, чтобы предотвратить протекание токов на внешней стороне коаксиального кабеля.

- Третьим решением является использование 100 Ом экранированной симметричной линии, выполненной из двух коаксиальных кабелей 50 Ом. Длины остаются все еще привлекательными, но необходимости в токовом симметрирующем устройстве нет.

- Окончательным решением является использование линии передачи 450 Ом для рефлектора (1.71 м длиной) и нагрузка линии дополнительным конденсатором для перевода шлейфа в емкостную нагрузку. Я предположил коэффициент укорочения дли линии передачи равным 0.95. вы должны проверить это в любом случае (смотри главу 11 по вертикальным решеткам). Емкостная реактивность, созданная открытой линией длиной 1.71 м на частоте 3.8 МГц равна:

$$X_C = -450\tan(90^\circ - 8.22^\circ) = -j3115Ом.$$

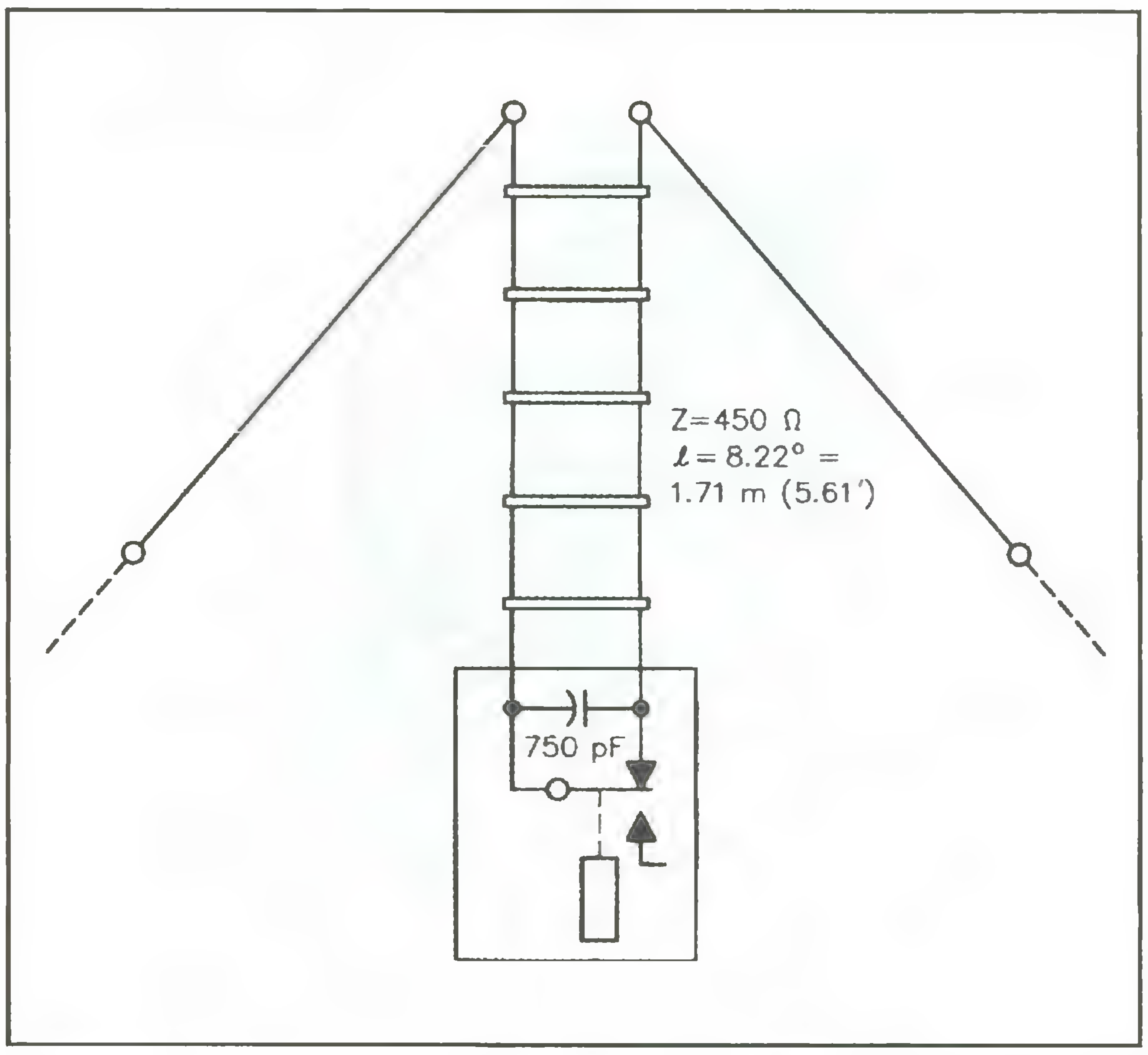

Z=450 Ω
ℓ = 8.22° =
1.71 m (5.61′)
750 pF

Рис.12.12. 3-х элементная антенная решетка из инвертированных V диполей с пассивными элементами одинаковой длины. Необходимая нагрузка элемента получена вставкой конденсатора или катушки в центре этих элементов. Это достигается использованием шлейфов, как показано здесь. При использовании линии передачи 450 Ом нам потребуется только отрезок линии длиной 1.71 м коротко замкнутый на конце для выполнения шлейфа для рефлектора. Для директора мы присоединяем конденсатор 750 pF параллельно концу открытой линии передачи. Это может быть выполнено однополюсным реле, как объяснено в тексте.

Это составляет значение емкости равное только:

$$\frac{10^6}{2\pi\times 3.8\times 3115}=13.4pF.$$

Необходимая реактивность конденсатора равна – 55 Ом, что составляет значение емкости, равное:

$$\frac{10^6}{2\pi\times 3.8\times 55}=762pF.$$

Это означает, что мы должны соединить конденсатор значением 762 – 13.4 = 750 pF параллельно разомкнутому шлейфу. Это последнее решение кажется наиболее гибким. Параллельное соединение двух керамических конденсаторов 500 pF и 250 pF дадут необходимый результат. Если вы хотите большей гибкости, вы можете использовать переменный конденсатор 500 pF, вращаемый мотором, параллельно с фиксированным конденсатором 500 pF. Это позволит вам настраивать решетку для лучшего отношения F/B.

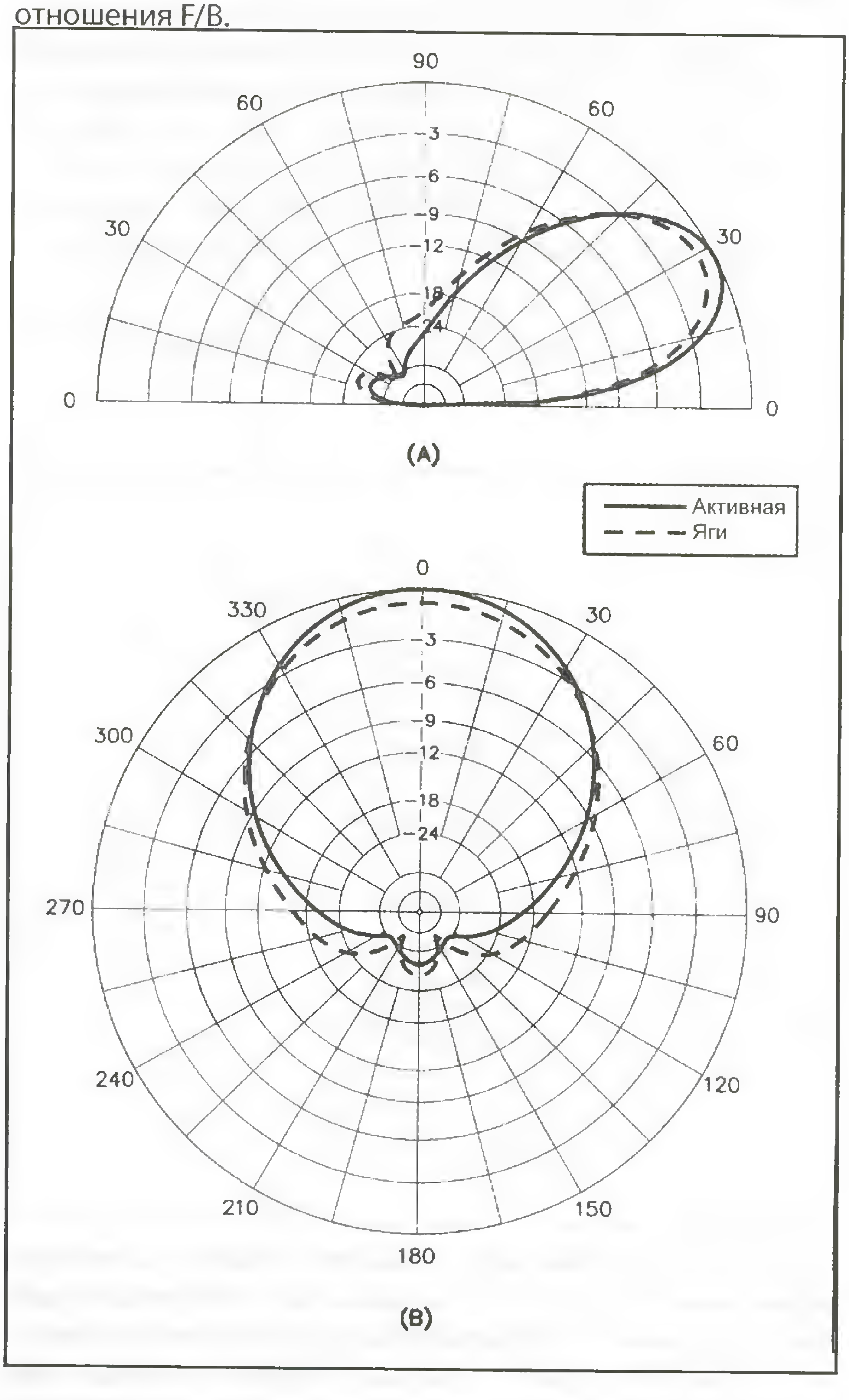


Рис.12.13. Диаграммы направленности 3-х элементной антенной решетки из инвертированных V диполей на высоте Sλ. Отметим, что активная антенная решетка все еще превосходит решетку типа Яги, но в меньшей степени, чем на высоте 0.3λ (рис.12.11). Для создания оптимальной диаграммы направленности значения нагрузочных сопротивлений отличаются от значений для высоты 0.3λ. Детальное пояснение смотри в тексте.

Практическая схема показана на рис.12.12. От каждого внешнего элемента мы отводим отрезок линии передачи длиной 1.71 м с сопротивлением 450 Ом к небольшой коробке, расположенной на буме. Коробка может быть смонтирована прямо в центре инвертированного V-элемента, из-за чего линия передачи длиной 1.71 м образует большую петлю *l*-формы. В коробке расположено небольшое реле, которое закорачивает (рефлектор) или разрывает шлейф, подключая конденсатор 750 pF параллельно линии.

Вызвано ли относительно более низкое качество антенной решетки с пассивными элементами небольшой высотой? Чтобы определить это, я смоделировал те же антенны на высоте Sλ. На рис.12.13 показаны диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях для активной 3-х элементной решетки и решетки с пассивными элементами из инвертированных V диполей на этой высоте. Отметим, что активная антенная решетка тем не менее имеет усиление на 0.9 dB больше, чем решетка с пассивными элементами. Отношение F/B также немного лучше, хотя разница явно меньше, чем на малой высоте. Оптимальная диаграмма была получена, когда директор был нагружен сопротивлением -50 Ом, а рефлектор нагружен сопротивлением +30 Ом. Усиление активной антенной решетки равно 5.7 dB относительно диполя на той же самой высоте (волновой угол равен 28°). Для решетки с пассивными элементами усиление равно 4.8 dB относительно диполя при его главном волновом угле 29°.

При рассмотрении диаграммы направленности в вертикальной плоскости также заметно, что активная антенная решетка отличается характером поведения отношения F/B при больших углах. Отметим «выпуклость», ответственную за 5-10 dB меньшее отношение F/B в области волновых углов 35° - 50°.

Я должен сказать, что я не пытался дальше оптимизировать антенную решетку с пассивными элементами изменением относительного положения элементов. Выполнив это, могут быть, без сомнения, получены дальнейшие улучшения. Это, конечно, делает невозможным переключение направления, поскольку решетка станет уже несимметричной.

Заключение.

Активные антенны решетки из горизонтальных диполей или инвертированных V диполей всегда превосходят эквивалентные решетки с пассивными элементами в усилении, а также в качестве отношения F/B. Так как они возбуждаются не в квадратуре, сложно или даже «трудно» корректно возбудить их.

Антенные решетки с пассивными элементами очень хорошо приспособлены для удаленной настройки пассивных элементов. Короткие шлейфы (открытые на конце для создания емкости и коротко замкнутые для создания индуктивности) делают идеальными системы настройки пассивных элементов. Переключение от директора к рефлектору может быть легко сделано однополюсным реле и конденсатором на конце короткого разомкнутого шлейфа.

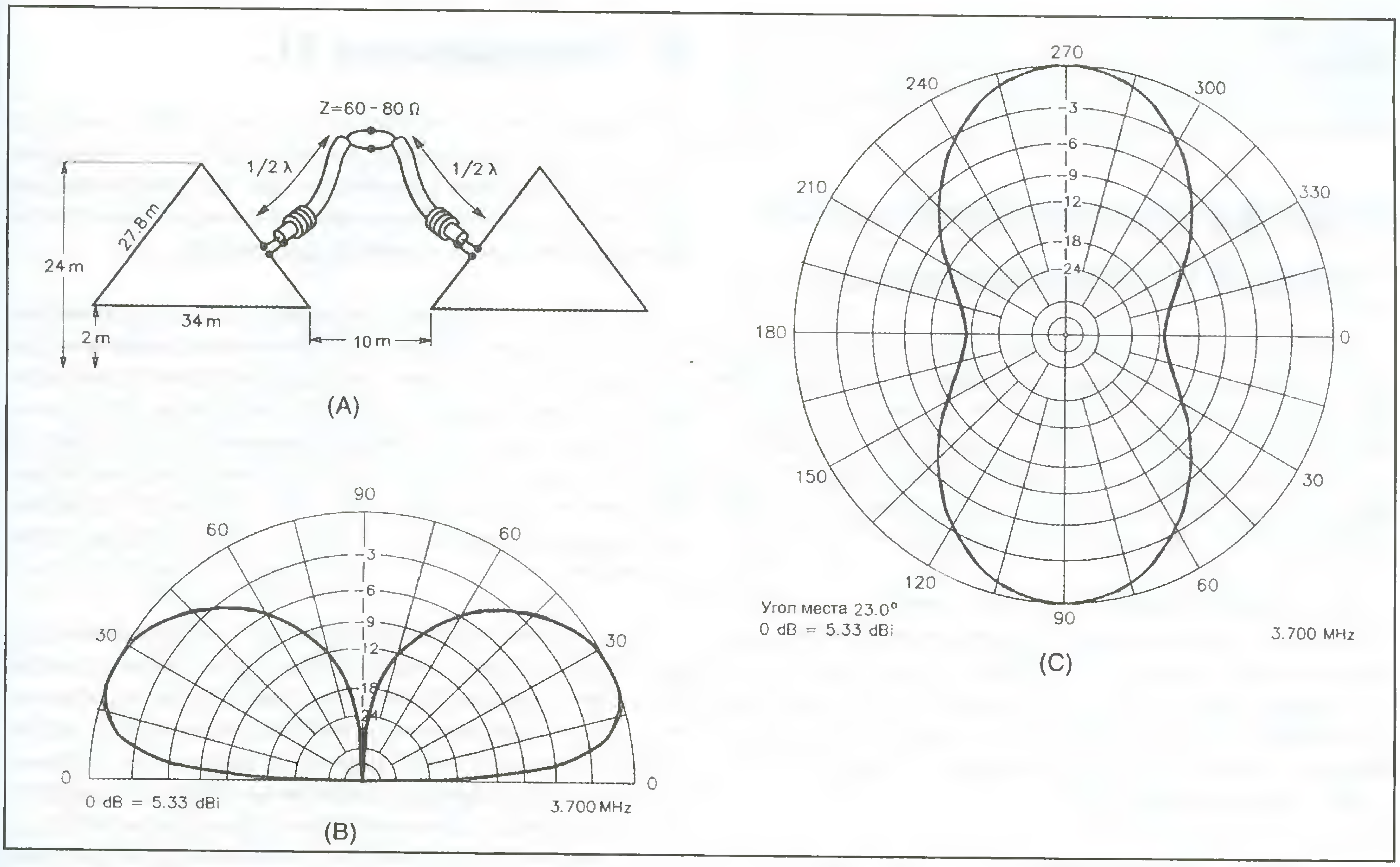

Z=60 - 80 Ω
1/2 λ
1/2 λ
27.8 m
24 m
34 m
2 m
10 m
(A)
90
60
60
30
30
0
0
-3
-6
-9
-12
-18
-24
0 dB = 5.33 dBi
3.700 MHz
(B)
270
240
300
210
330
180
0
150
30
120
60
90
-3
-6
-9
-12
-18
-24
Угол места 23.0°
0 dB = 5.33 dBi
3.700 MHz
(C)

Рис.12.14. Размещение 2-х элементной коллинеарной антенной решетки из треугольных рамок с расстоянием 10 м между углами треугольников. Эта решетка имеет усиление 3.0 dB относительно отдельной треугольной рамки. Рамки питаются на расстоянии jλ от вершины вдоль наклонного провода к центру решетки (детальное описание смотри в тексте). Диаграмма направленности на С приведена для волнового угла 18°.

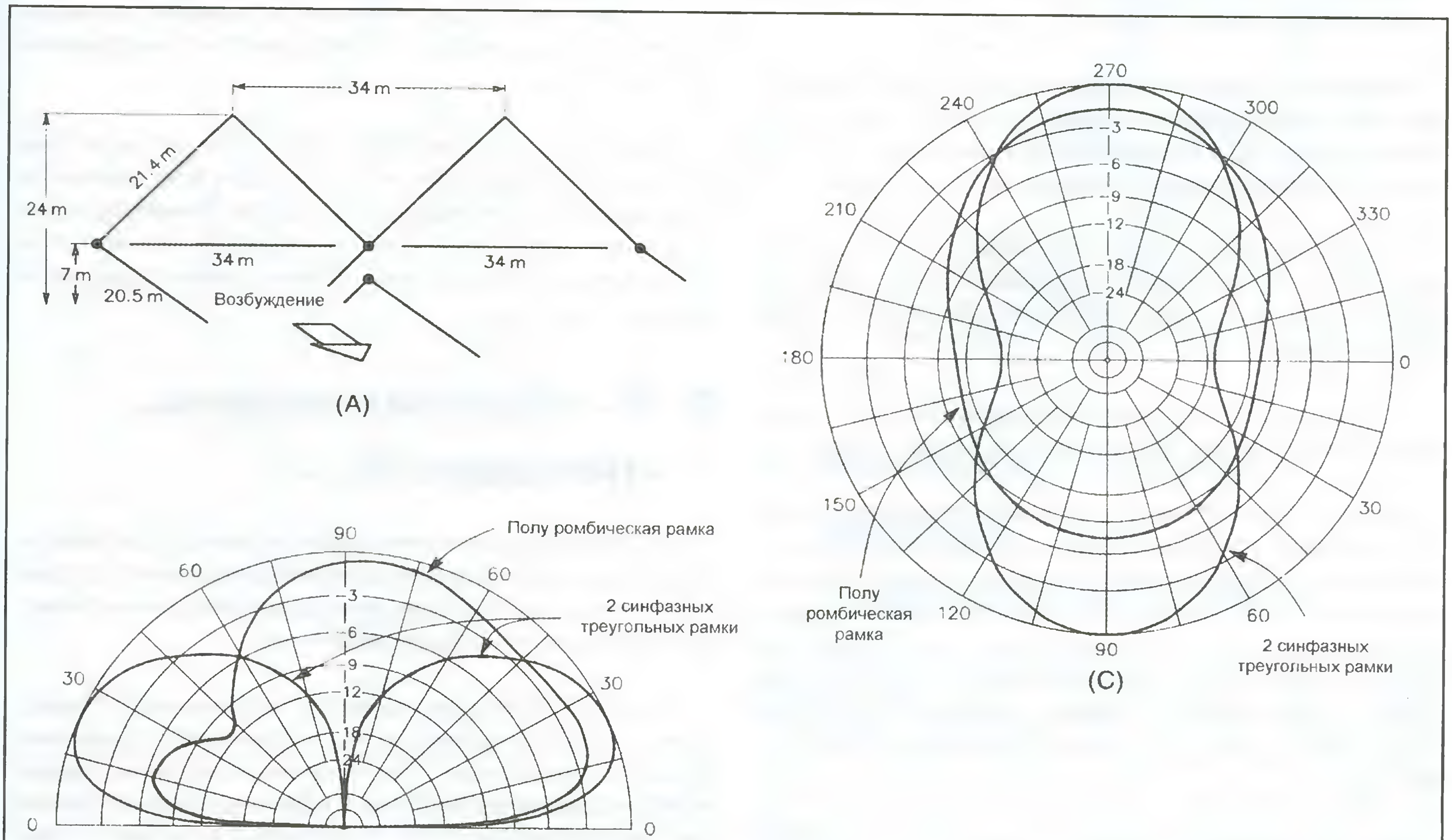

34 m
21.4 m
24 m
34 m
34 m
7 m
20.5 m
Возбуждение
(A)
90
60
60
30
30
0
0
-3
-6
-9
-12
-18
-24
Полу ромбическая рамка
2 синфазных треугольных рамки
(B)
270
240
300
210
330
180
0
150
30
120
60
90
-3
-6
-9
-12
-18
-24
Полу ромбическая рамка
2 синфазных треугольных рамки
(C)

Рис.12.15. Существует некоторая схожесть между полу ромбической рамкой, описанной VE3CV и показанной на А, и двумя треугольными рамками в фазе. Наложение диаграмм направленностей в вертикальной (В) и горизонтальной (С) плоскостях показывают, однако, что 2 треугольных элемента имеют значительно лучшее подавление при больших углах дополнительно к большему на 1 dB усилению.

Такая же антенная решетка, выполненная из полностью горизонтальных диполей (с плоской вершиной) имеет усиление на 1.0 dB больше, чем вариант с инвертированными V диполями при той же высоте вершины.

7. Синфазные треугольные рамки (коллинеарные).

Две треугольные рамки могут быть установлены в одной плоскости и возбуждены синфазными токами для получения усиления и направленности. Чтобы получить максимальное усиление, рамки должны быть разнесены на расстояние примерно 1/8 λ, как показано на рис.12.14. В этом случае две рамки, возбужденные в фазе имеют усиление почти 3.5 dB относительно одной рамки!

Решетка имеет минимальное отношение вперед/вбок 15 dB, что не пренебрежимо. Сопротивление отдельной рамки находится между 125 и 160 Ом. Каждый элемент может питаться при помощи линии передачи 75 Ом длиной Sλ. В точке, где они соединяются, сопротивление будет равно 60 – 80 Ом. Диаграммы направленности и расположение показаны на рис.12.14.

Это может быть интересной антенной решеткой, если вы счастливый обладатель двух мачт с подходящим расстоянием между ними и размещенных в нужном направлении. Как и для всех вертикально поляризованных треугольных рамок, качество земли очень важно для эффективности антенной решетки и излучения под малыми углами (смотри главу 10 о больших рамках).

Располагая рамки ближе друг к другу, в результате будем иметь впечатляющее падение усиления. Рамки с соприкасающимися вершинами имеют усиление всего 1 dB относительно отдельного элемента, не стоит усилий!

В одной из своих статей о приподнятых противовесах John Belrous, VE2VC, обратил внимание на полу ромбическую рамку, которая имеет значительное сходство с треугольной рамкой [7824].

Я смоделировал эту решетку и сравнил ее с 2-х элементной треугольной рамкой, показанной на рис.12.14.

На рис.12.15 показаны диаграммы направленности обоих антенн в вертикальной и горизонтальной плоскостях в наложении. -х элементный треугольник имеет усиление почти на 0.7 dB больше и лучшее подавление при больших углах, в то время, как полу ромбическая рамка имеет некоторую очень сильную чувствительность под большими углами, которая, конечно, вызвана направлением укладки противовесов, приводя к нулевой компенсации при больших углах.

Дополнительное усиление, которое все же получено укладкой противовесов в одном направлении, вероятно, больше растраченного при излучении под большими углами. Очевидно, что две синфазные треугольные рамки являются все же намного лучшим выбором.

8. Специальная ZL.

Специальная ZL, иногда называемая HB9CV, является 2-х элементная дипольная антенная решетка, с элементами, возбуждаемыми с разностью фаз 135°. Расположение описано в разделе 2. Эта антенна является эквивалентом антенны, описанной в главе 11, раздел 4.2.

Эта, хорошо известная антенна использует особый метод возбуждения. Входы двух элементов соединены при помощи открытой линии передачи, которая перекрещивается. Перекрещивание вносит сдвиг фазы 180°. Длина линии при расстоянии между элементами 1/8 λ вносит дополнительный фазовый сдвиг равный приблизительно 45°. Конечный результат равен 180° + 45° = 225° фазовой задержки. Это эквивалентно 360° - 225° = 135° фазового опережения.

В различных публикациях приводятся различные размеры для этой антенной решетки. Правильные размеры для оптимальных характеристик зависят от материала, используемого для элементов и фазирующих линий. Jordan, WA6TKT, который сконструировал специальную ZL полностью из 300 Ом двухпроводной линии [908], рекомендует, чтобы директор (активный элемент) был равен $447,3/f_{\text{МГц}}$, а рефлектор - $475.7/f_{\text{МГц}}$ при расстоянии между элементами приблизительно 0.12λ.

Длина фазирующей линии равна $119.3/f_{\text{МГц}}$ при использовании фазирующей линии с воздушным промежутком с коэффициентом укорочения 0.97. Схема этой специальной ZL антенны с практическими размерами приведена на рис.12.16 для частоты 3.8 МГц вместе с диаграммами направленности.

Поскольку маловероятно, чтобы эта антенна была выполнена вращающей в длинноволновом диапазоне, я рекомендую использовать открытую линию передачи к антенному тюнеру. В качестве альтернативы может использоваться коаксиальный кабель с симметрирующим устройством.

9. Н – образная антенна. «Лежащее Н»

Н – образная антенна является антенной решеткой, которая часто используется коротковолновиками, которые имеют несколько высоких мачт, между которыми они могут разместить Н – образную антенну.

На рис.12.17 показана типичное размещение Н – образной антенны для использования в 80 метровом диапазоне. Такая 4-х элементная Н – антенна имеет приличное усиление приблизительно равное 11 dBi над средней землей, как показано на рис.12.18.

Ее усиление при угле места 20° около 4 dB относительно диполя на той же высоте и 1.7 dB относительно коллинеарных (двух диполей Sλ) диполей на той же высоте.

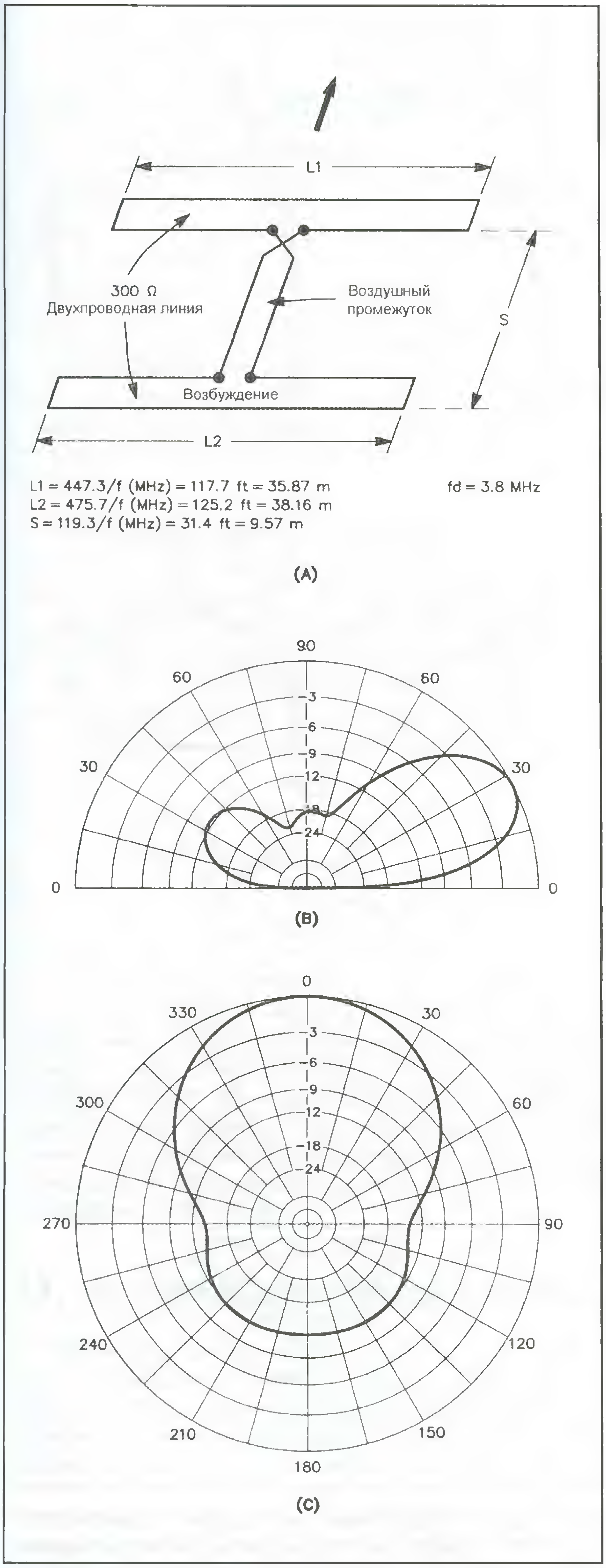

L1
300 Ω
Двухпроводная линия
Воздушный промежуток
S
Возбуждение
L2
L1 = 447.3/f (MHz) = 117.7 ft = 35.87 m
L2 = 475.7/f (MHz) = 125.2 ft = 38.16 m
S = 119.3/f (MHz) = 31.4 ft = 9.57 m
fd = 3.8 MHz
(A)
90
60
60
30
30
0
0
-3
-6
-9
-12
-18
-24
(B)
0
330
30
300
60
270
90
240
120
210
150
180
(C)

Рис.12.16. Специальная ZL (или HB9CV) антенна является популярной конструкцией, которая дает хорошее усиление и отношение F/B при близком расположении элементов. Диаграммы направленности были рассчитаны программой ELNEC для размеров, показанных на A, и высоты Sλ над средней землей. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости на C приведена для волнового угла 27°.

Отличительной чертой H – образной антенны является то, что излучение под углом 90° (зенитное), которое является основным для диполя и коллинеарной антенны, практически полностью подавлено, что делает ее также хорошей антенной для дальнего приема!

Наиболее простой путь питания решетки показан на рис.12.17. Двухпроводная линия передачи длиной jλ, коротко замкнутая на конце, исследуется для определения точки с небольшим сопротивлением (50 или 75 Ом). Точная регулировка длины линии и положения отвода делают возможным нахождение точки с идеальным сопротивлением 50 или 75 Ом. Любой из популярных анализаторов антенн является подходящим инструментом для определения точного согласования. Эта антенна может быть использована на обоих концах 80 метрового диапазона, все, что при этом требуется, это различная установка значений длины шлейфа jλ и позиции отвода. Это может быть достигнуто некоторой достаточно простой релейной схемой.

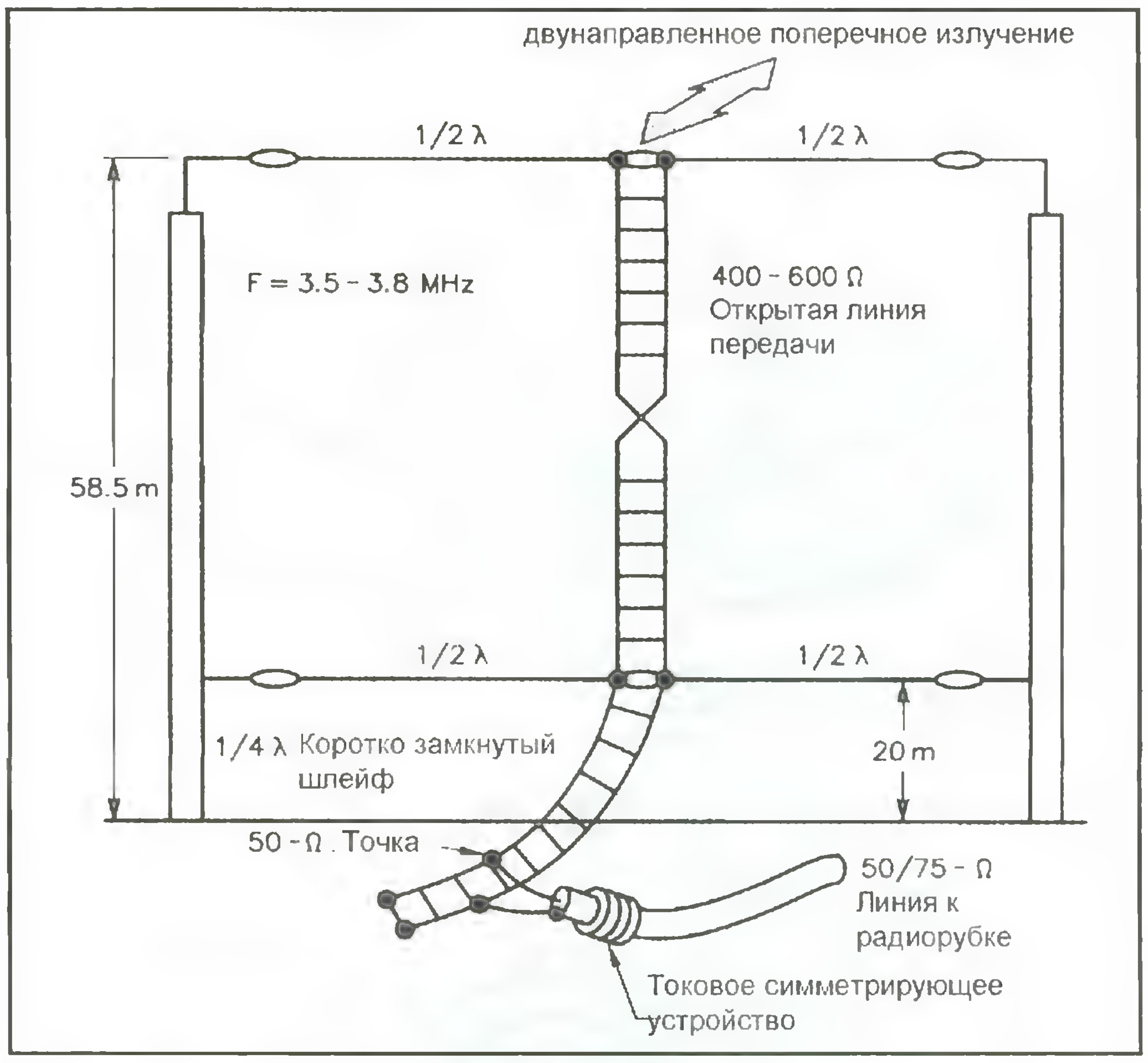

двунаправленное поперечное излучение
1/2 λ
1/2 λ
F = 3.5 - 3.8 MHz
400 - 600 Ω
Открытая линия передачи
58.5 m
1/2 λ
1/2 λ
1/4 λ Коротко замкнутый шлейф
20 m
50 - Ω . Точка
50/75 - Ω
Линия к радиорубке
Токовое симметрирующее устройство

Рис.12.17. Типичная схема H – образной антенны для 80 метров. Очевидно, что такая же решетка может быть сделана на 40 метрах с уменьшенными вдвое всеми размерами.

10. Многовибраторная антенна «обрезанный хвост».

Многовибраторная антенна состоит из трех синфазных jλ вертикальных антенн, на расстоянии Sλ друг от друга, где центральный элемент возбуждается в основании, в то время, как другие элементы питаются при помощи горизонтальных проволочных секции между вершинами вертикальных излучателей. Благодаря такой схеме возбуждения, амплитуда тока во внешних вертикальных антеннах равна половине амплитуды тока центрального элемента. Распределение тока в верхнем проводе таково, что все излучение от горизонтальной секции эффективно подавляется. Конфигурация антенны, а также ее диаграммы направленности показаны на рис.12.19.

Усиление этой решетки относительно отдельного вертикального излучателя равно 4.4 dB. Ширина диаграммы направленности по уровню -3 dB равно только 54°, что достаточно узко. Это потому, что излучение двунаправленное. K.Svensson, SM4CAN, который опубликовал интересный небольшой буклет о многовибраторной антенне, рекомендует следующие формулы для расчета длин элементов решетки.

Вертикальные излучатели: $l = 68.63/F$.

Горизонтальный провод: $l = 143.82/F$,

где F - рабочая частота,

l - длина, метры.

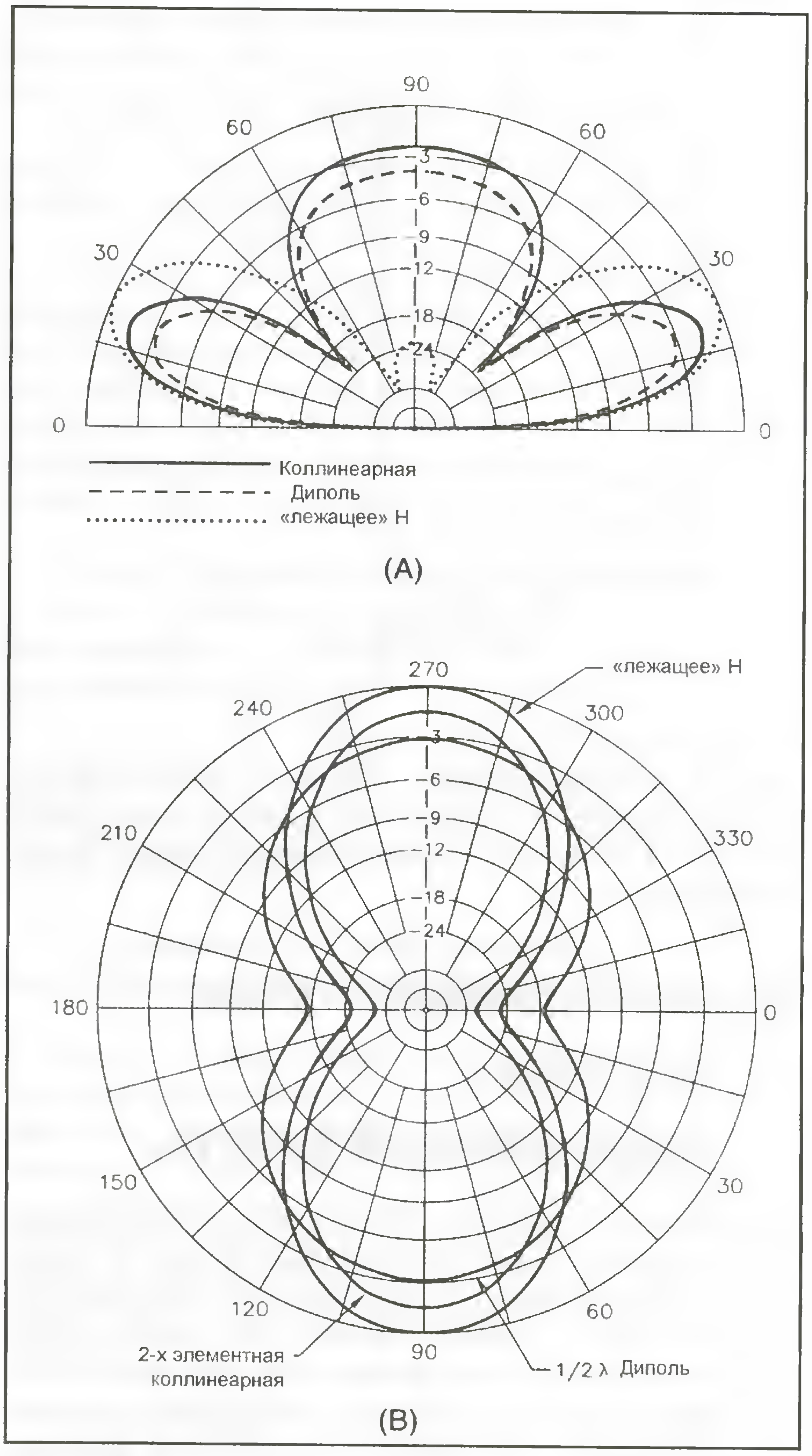


Рис.12.18. Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях для 80 метровой «лежащей» Н, показанной на рис.12.17, в сравнении с диаграммами диполя и коллинеарной антенны 2 x Sλ на той же самой высоте (над средней землей).

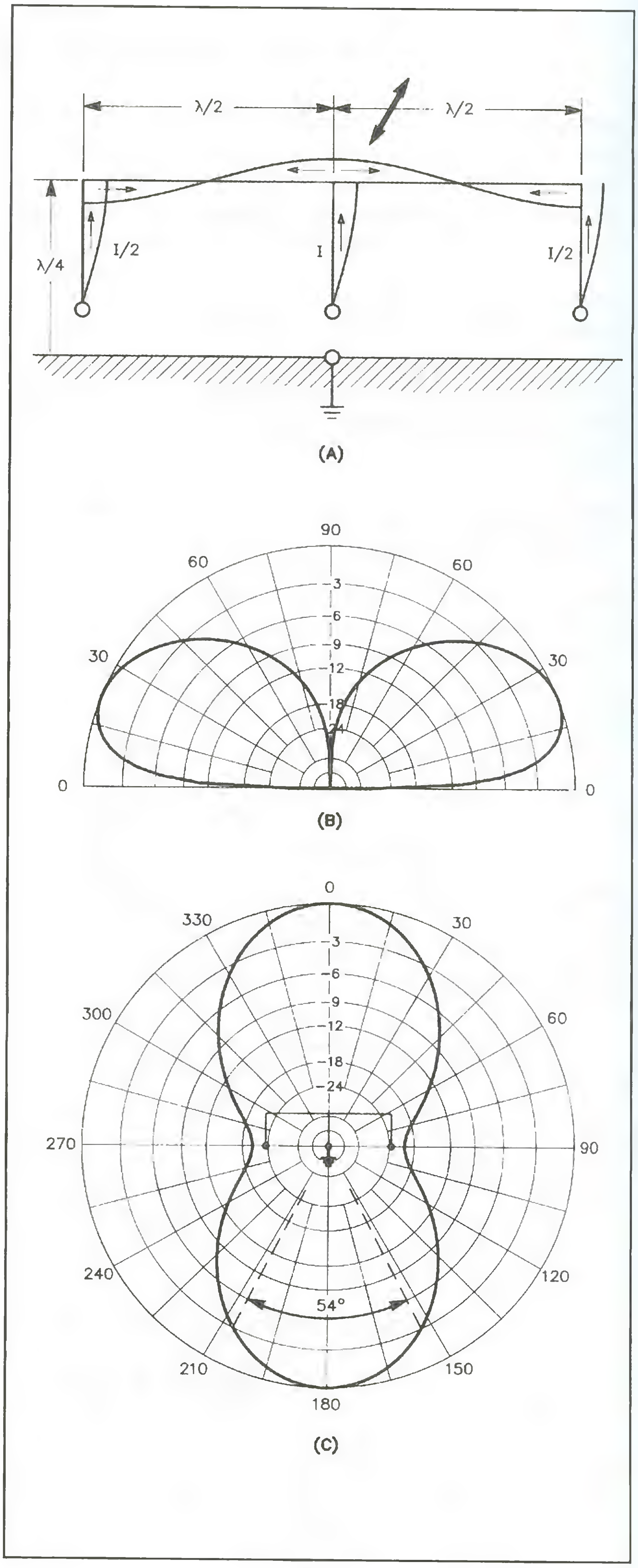


Рис.12.19. Конфигурация и диаграммы направленности для многовибраторной антенны. Эта антенна имеет усиление 4.4 dB относительно одиночного вертикального элемента. Распределение тока, показанное на А, выявляет, как три вертикальных элемента способствуют двунаправленному поперечному излучению решетки под малыми углами. Горизонтальная секция выполняет роль фазирующей и питающей линии и не влияет на поперечное излучение решетки. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости приведена для волнового угла 22°.

Входное сопротивление антенны большое (несколько тысяч Ом). Антенная решетка может быть возбуждена так, как показано на рис.12.20. Это та же самая схема возбуждения, как и для T антенны, возбуждаемой в пучности напряжения, описанной в главе 9 по вертикальным антеннам. Для того, чтобы сделать эту антенну перекрывающей оба конца полосы частот, CW и телефонный, достаточно перестроить параллельный колебательный контур. Это может быть сделано подключением небольшого дополнительного конденсатора параллельно перестраиваемой цепи на нижней частоте при помощи высоковольтного реле.

Нижние концы трех вертикальных излучателей находятся под очень большим ВЧ напряжением. Вы должны предпринять специальные меры предосторожности, чтобы люди и животные не могли коснуться вертикальных проводников.

Не впадайте в заблуждения, думая, что эта антенная решетка не требует хорошей заземляющей системы, поскольку она возбуждается в пучности напряжения. Как и для всех вертикально поляризованных антенн, электрические свойства отражающей земли определят эффективность решетки и ее излучение под малыми углами.

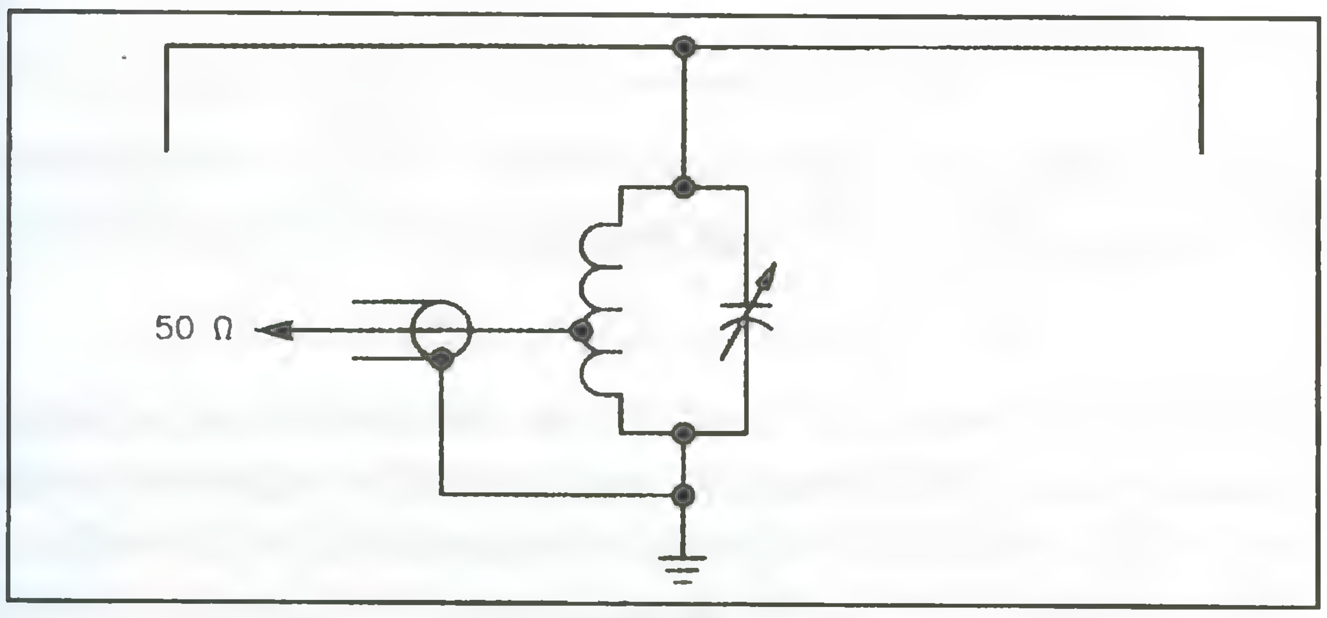


Рис.12.20. Многовибраторная антенна возбуждается в точке с высоким сопротивлением. Лучше всего антенна может питаться при помощи параллельного колебательного контура, где через несколько витков от «холодного» конца катушки сделан отвод к коаксиальной линии. Решетка может быть выполнена для работы в очень широкой полосе частот простой перестройкой колебательного контура.

11. Полуквадратная антенна.

Полу квадратную антенну впервые описал Vester, K3BC [1125]. Как следует из названия, эта антенна представляет собой половину удвоенной квадратной антенны (по ее стороне) с землей, замещающей вторую половину антенны (смотри главу 10 по большим рамочным антеннам).

Она может также рассматриваться как антенна «обрезанный хвост» без одной из трех ее частей.

На рис.12.21 показана конфигурация антенны и ее диаграммы направленности. Входное сопротивление антенны очень большое (несколько тысяч Ом) и антенна питается аналогично антенне «обрезанный хвост». Усиление немного менее 3.4 dB относительно отдельного вертикального излучателя длиной sλ. Ширина диаграммы направленности 68°, а диаграмма по существу двунаправленная.

Существует некоторая асимметрия в диаграмме, которая вызвана асимметрией конструкции: токи, текущие в двух вертикальных частях не одинаковы. Касаясь заземляющей системы, применимы те замечания, как и для антенны «обрезанный хвост».

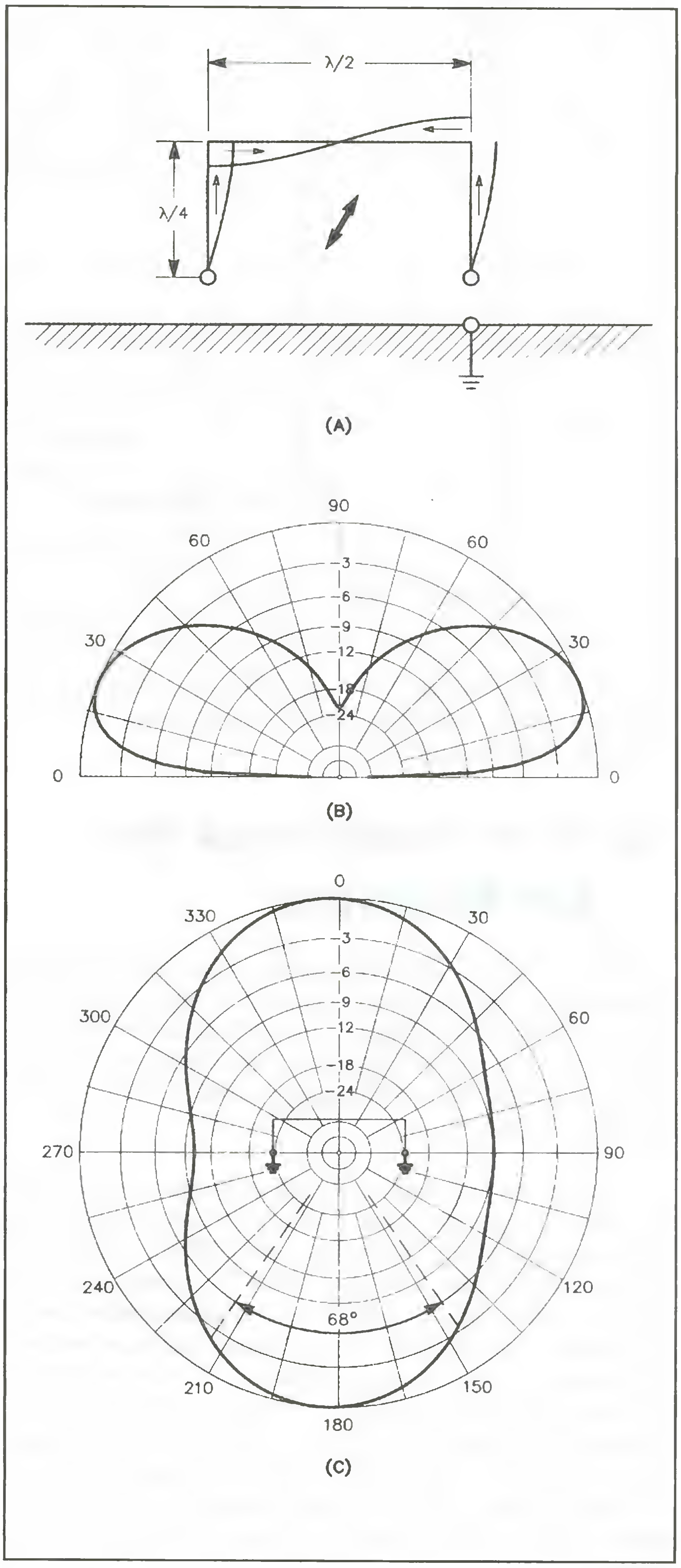


Рис.12.21. Конфигурация и диаграммы направленности полу квадратной решетки с усилением 3.4 dB относительно отдельной вертикальной антенны. Диаграмма направленности имеет некоторую несимметричность, так как токи в двух вертикальных проводниках неодинаковы. Азимутальная диаграмма на C приведена для волнового угла 22°.

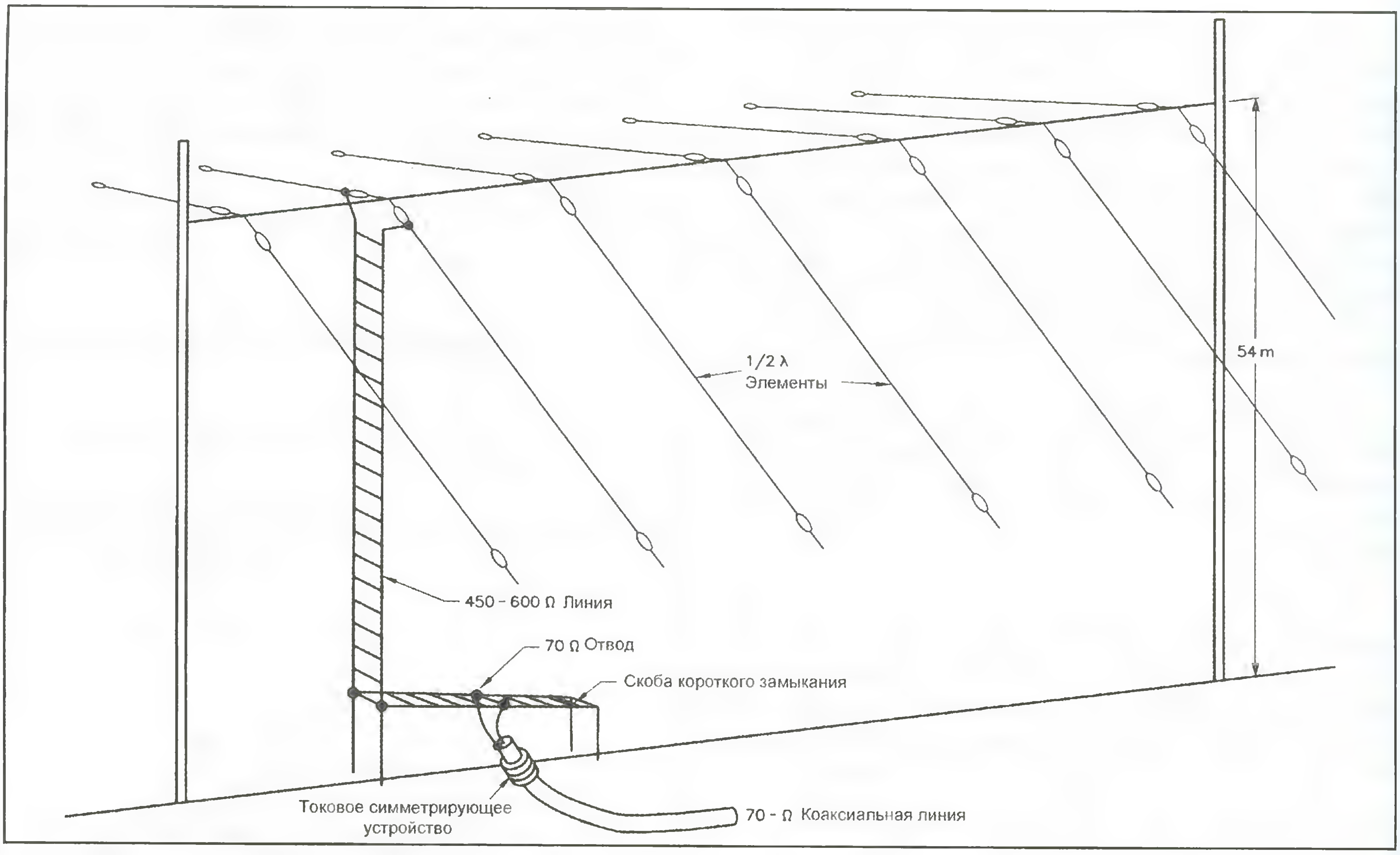

54 m
1/2 λ
Элементы
54 m
450 - 600 Ω Линия
70 Ω Отвод
Скоба короткого замыкания
Токовое симметрирующее устройство
70 - Ω Коаксиальная линия

Рис.12.22. 14-ти элементная Яги N7ML, которая имеет очень приличное усиление около 15 dB, что на 7 dB больше усиления одиночного диполя на той же самой высоте. Главное достоинство этой антенной решетки не усиление, а скорее направленность.

12. 14-ти элементная Яги для 80 метров?

N7UA и K6UA используют решетки из рядом расположенных Яги, выполненных из двух 3-х элементных Яги, и они находятся среди наиболее успешных любителей дальней связи западного побережья США. Это было тем, что побудило N7ML построить свою гигантскую 2x7 элементную Яги решетку.

80 метровая антенна, с, вероятно, самым высоким усилением, которые когда-либо были установлены и все еще работает, была построена Mike Lamb, N7ML. На рис.12.22 показаны две рядом расположенные 7-ми элементные Яги (угол наклона приблизительно 45°), которые Mike свесил с гирлянды изоляторов между двумя мачтами высотой 54 м разнесенных на расстояние 81 м. отметим, что это не инвертированные V диполи; то, что похоже на инвертированные V диполи, является двумя коллинеарными полуволновыми диполями. Растяжки поддерживающих мачт выполнены из кевлара (диэлектрик), чтобы избежать любых побочных резонансов с каким либо из проводов антенны.

Антенная решетка, которая направлена на Европу, имеет усиление в свободном пространстве 11 dBi, а над средней землей усиление равно 14.9 dB при главном угле излучения 20°. При угле излучения 5° антенна все еще имеет усиление около 7 dB и все это при наихудшем отношении F/B более 25 dB (при волновом угле приблизительно 32°). На рис.12.23. показаны диаграммы направленности одновременно с диаграммой направленности отдельного инвертированного V диполя на той же высоте для сравнения. Нелишне упомянуть, что предпочтительнее иметь полностью горизонтальные элементы, но он не имел достаточно высоких мачт, чтобы сделать это (свободных от растяжек!). Он рассчитал, что наклонные элементы вносят потери от в усиление 2 до 3 dB.

Элементы выполнены из неизолированных предварительно натянутых медных проводов диаметром 1.6 мм и 350 фунтовой веревочной рыболовной сети, которая делает всю решетку лишь видимой на глаз (также и на фотографии!).

Mike заменил у себя в Монтане этой решеткой монстром свой старый 5-ти элементный квадрат (три активных элемента в каждом направлении с рефлектором в центре) с вершиной также на высоте 54 м. Mike утверждает, что 14-ти элементная решетка Яги имеет усиление приблизительно на 5 dB больше относительно 3-х элементного квадрата, хотя компьютерное моделирование предсказывает только 3 dB! Это подтверждает, что Яги решетки не критичны к настройке, как квадратные решетки.

Mike использует 600 Ом открытую линию передачи длиной sλ. Он использовал антенный анализатор AEA/CIA HF для определения точной длины линии, а также точки, где сопротивление линии равно 75 Ом. В этой точке он присоединил коаксиальную линию 75 Ом, используя набор ферритовых колец для выполнения хорошего синфазного симметрирующего устройства.

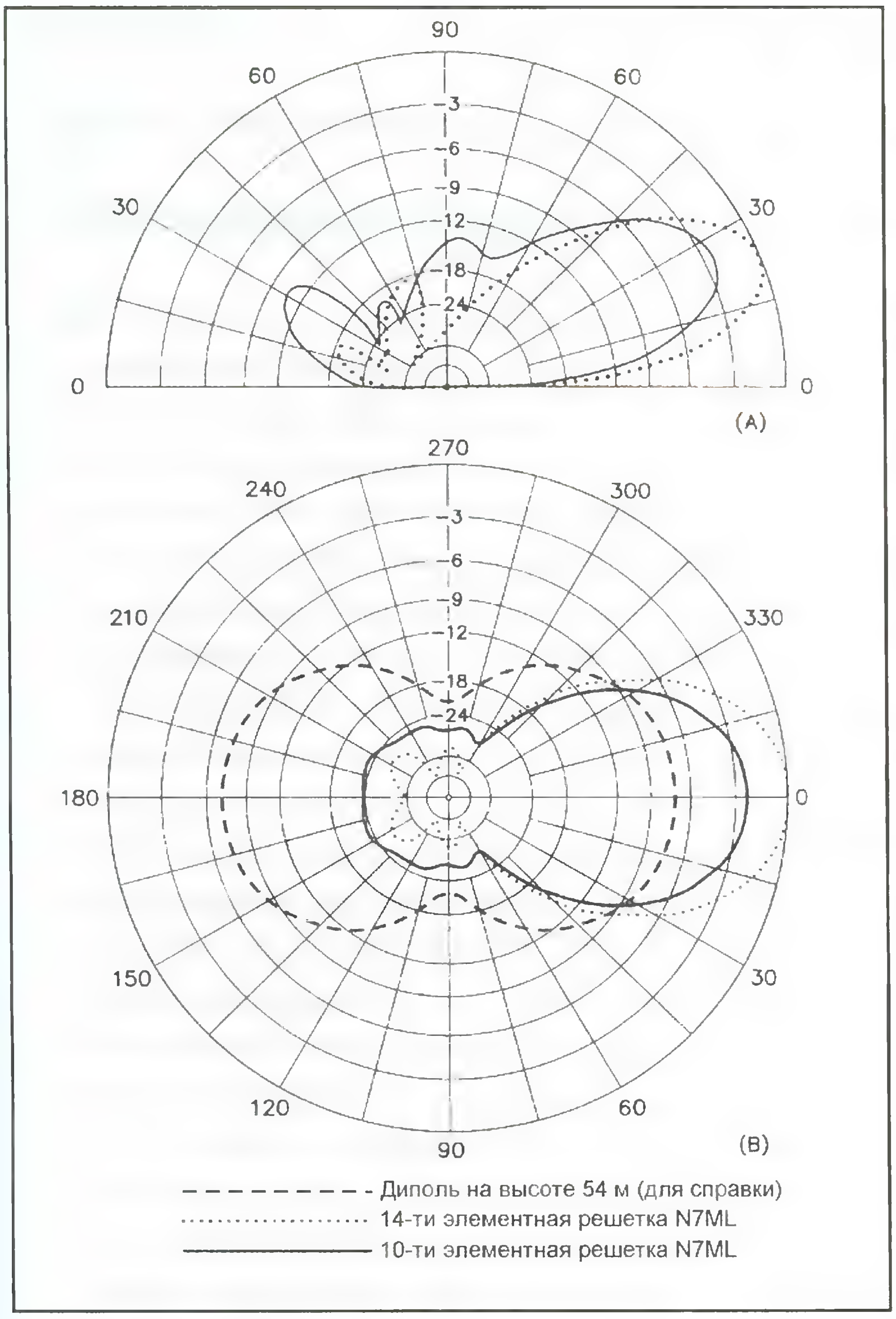


Рис.12.23. Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях (при волновом угле 20°) 14-ти элементной Яги решетки N7ML и 10-ти элементной наклонной Яги решетки. Для сравнения также включена диаграмма направленности полуволнового диполя на той же самой высоте (54 м). Усиление равно 7.16 dB относительно этого диполя.

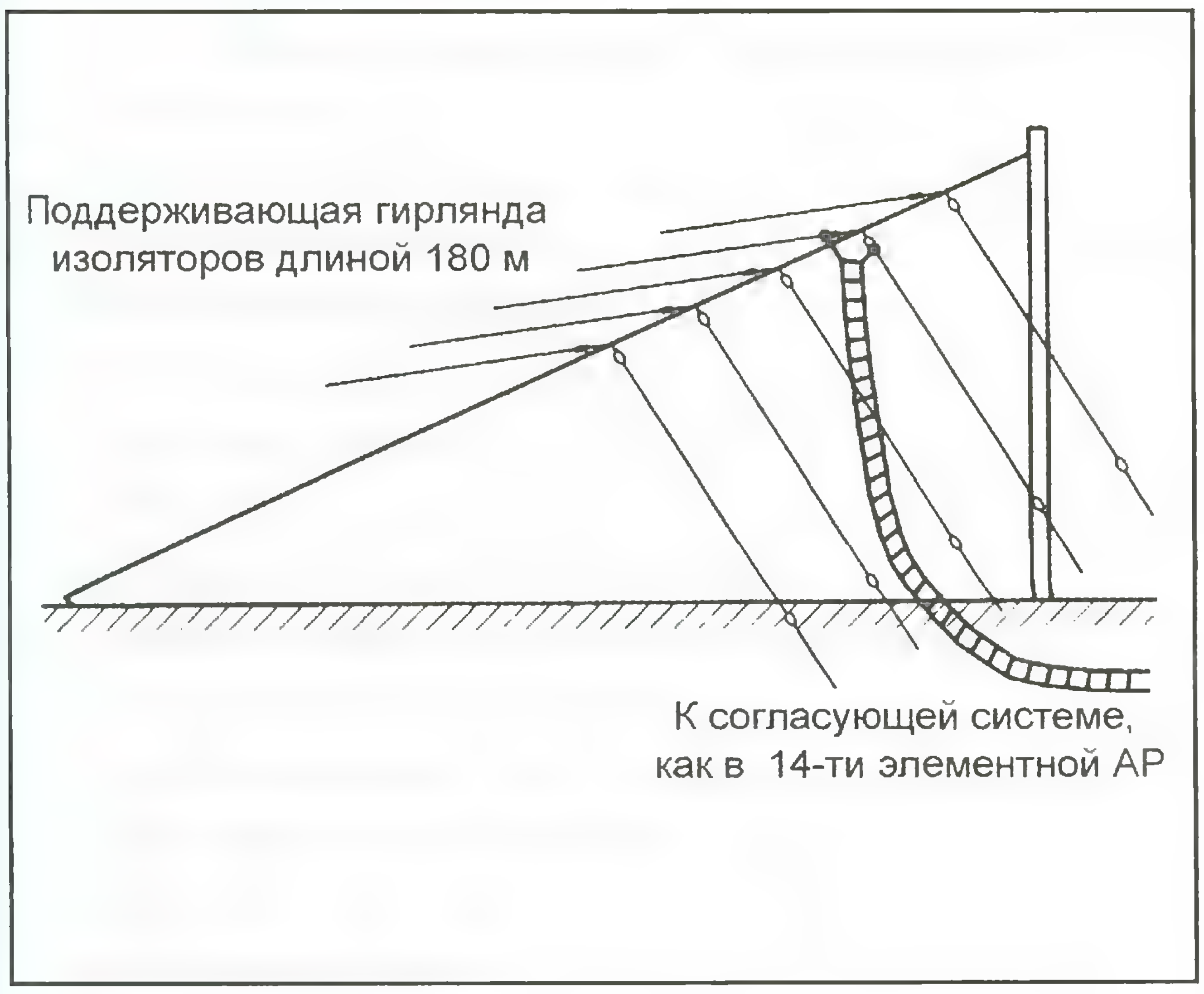

Поддерживающая гирлянда изоляторов длиной 180 м
К согласующей системе, как в 14-ти элементной АР

Рис.12.24. Антенная решетка, похожая на решетку, показанную на рис.12.22, может удерживаться наклонной цепочкой изоляторов с небольшими ухудшениями характеристик. N7ML использовал эту конструкцию решетки для своих связей с Европой.

Небольшой брат этой решетки монстра показан на рис.12.24. Эта 10-ти элементная антенная решетка (две, рядом расположенные 5-ти элементные антенны) удерживается цепочкой изоляторов, наклоненных с мачты высотой 54 м к уровню земли на расстоянии около 200 м от нее (угол наклона от 12° до 15°). Эта антенна, которую Mike использует для связи с Европой по длинному пути. Ее усиление на 2.2 dB меньше усиления 14-ти элементной антенной решетки (смотри рис.12.23), но наиболее убедительным отличием является «плохое» отношение F/B по сравнению с 14-ти элементной антенной решеткой. Но отношение F/B все еще больше 25 dB для волнового угла 20°!

Mike обращает внимание, что наиболее замечательным достижением этих антенных решеток по сравнению с его старой решеткой из квадратов является очень значительное уменьшение шумов, что, конечно, совершенно нормально. Усиление эквивалентно направленности, увеличение усиления эквивалентно увеличению направленности, что означает исключение зон, откуда приходят шумы.

БЛАГОДАРНОСТЬ K3LR. ... 3

1. РЕШЕТКИ С ПАССИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ. ... 3

2. АНТЕННЫ УДА-ЯГИ ПРОТИВ «КВАДРАТОВ» ... 4

3. АНТЕННЫ УДА-ЯГИ ... 4
3.1. Моделирование антенн Уда-Яги ... 4
3.2. Механическая разработка ... 5
3.2.1. Термины и определения ... 6
3.3. 3-элементая антенна Уда-Яги на диапазон 40 метров, разработанная ON4UN с помощью компьютерного моделирования. ... 7
3.3.1. Выбор электрической конфигурации ... 7
3.3.2. Принципы расчета механических усилий и нагрузок в антеннах Уда-Яги. ... 7
3.3.3. Расчет прочности элементов. ... 10
3.3.3.1. Провисание элементов. ... 13
3.3.3.2. Расчет элемента с использованием американских материалов. ... 13
3.3.3.3. Активный элемент и директор ... 14
3.3.3.4. Окончательный расчет элементов ... 14
3.3.4. Проектирование стрелы. ... 14
3.3.4.1. Ориентация антенны под ветром ... 14
3.3.4.2. Балансировка веса. ... 15
3.3.4.3. Балансировка вращающего момента ... 16
3.3.4.4. Моменты стрелы. ... 17
3.3.4.5. Провисание стрелы. ... 18
3.3.5. Крепление элементов к стреле и стрелы к мачте. ... 19
3.3.5. Материалы ... 20
3.3.7. Телескопические сочленения. ... 21
3.3.8. Характеристики материалов и условия проектирования. ... 21
3.3.9. Отделка элементов. ... 21
3.3.10. Обледенение. ... 21
3.3.11. Усталость материала ... 22
3.3.12. Согласование антенны ... 22
3.3.13. Башня, мачта, подшипники мачты, приводной вал и привод. ... 22
3.3.13.1. Башня. ... 23
3.3.13.2. Поворотная мачта ... 23
3.3.13.3. Подшипники мачты. ... 23
3.3.13.4. Поворачивающий привод ... 24
3.3.13.5. Приводной вал. ... 24
3.3.14. Поднятие антенны. ... 25
3.3.15. Выводы. ... 26
3.4. Ультралегкая 3-х элементная антенна Уда-Яги диапазона 40 метров с исключительными характеристиками. ... 26
3.4.1. Электрические характеристики ... 26
3.4.2. Механическая конструкция. ... 27
3.4.3. Поддержка пассивных элементов. ... 27
3.4.4. Ферма ... 27
3.4.5. Настройка антенны. ... 28
3.4.6. Запитывание антенны. ... 28
3.4.7. Выводы. ... 28
3.5. Полноразмерная 3-элементная антенна Уда-Яги диапазона 80 метров ... 28
3.5.1. Высота подвеса для антенны диапазона 80 метров. ... 29
3.5.2. Электрическая конструкция. ... 29
3.5.3. Паразитные емкости разрезанных элементов. ... 30
3.5.4. Моделирование антенны с учетом паразитных емкостей ... 30
3.5.6. Удаленная настройка оптимального соотношения переднего/заднего излучения. ... 33
3.5.7. Питание антенны. ... 33
3.5.7.1. Омега-согласование. ... 33
3.5.8. Механическая конструкция элементов. ... 36
3.6. Постройка полноразмерной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров ... 37
3.6.1. Механическая конструкция DJ6JC. ... 37
3.6.2. Конструкция OZ8BV. ... 40
3.6.3. Выводы по полноразмерным антеннам Уда-Яги диапазона 80 метров ... 41
3.7. Нагруженные антенны Уда-Яги диапазона 80 метров. ... 42
3.7.1. 3-х элементная антенна Уда-Яги W6KW с высокодобротными нагрузочными катушками ... 42
3.7.2. Двухэлементная антенна Уда-Яги W7CY диапазона 80 метров. ... 45
3.7.3. 2-х элементная антенна Уда-Яги K6UA диапазона 80 метров ... 47
3.8. Антенны Уда-Яги из горизонтальных проводов ... 49
3.9. Вертикальные решетки с пассивными элементами (вертикальные антенны Уда-Яги). ... 49
3.9.1. Превращение оттяжек башни в пассивные элементы. ... 50
3.9.1.1. Один наклонный провод. ... 50
3.9.1.2. Рефлектор и директор. ... 51
3.9.2. Трехэлементная вертикальная пассивная решетка ... 52
3.9.3. Антенна «Спитфайр» K1VR/W1FV. ... 55
3.10. Согласование антенн Уда-Яги. ... 57
3.10.1. Гамма-согласование ... 57
3.10.1.1. Разработка гамма-согласующей схемы с помощью программы YAGI DESIGN ... 61
3.10.2. Омега-согласование ... 61
3.10.2.1. Разработка омега-согласующей схемы с помощью программы YAGI DESIGN. ... 62
3.10.2.2. Настройка гамма- и омега-согласующих цепей ... 62
3.10.3. Согласование «шпилькой». ... 62
3.10.3.1. Руководящие принципы при разработке шпилечной согласующей схемы ... 64
3.10.3.2. Нагрузка элемента и шпилька. ... 65
3.10.3.3. Шпилечное согласование при наличии паразитной емкости между элементом и стрелой ... 66
3.10.3.4. Разработка шпилечного согласования с помощью программы YAGI DESIGN. ... 68
3.10.3.5. Использование параллельного конденсатора для точной настройки шпилечной согласующей схемы. ... 68
3.10.4. Прямое включение. ... 68
3.10.4.1. Прямое включение разрезного активного элемента с последовательной компенсацией. ... 68
3.10.4.2. Система питания разрезного элемента с параллельной компенсацией. ... 69
3.10.5. Выбор согласующей схемы для антенн Уда-Яги. ... 69

4. КВАДРАТЫ. 71
4.1. Моделирование рамочных антенн. 71
4.2. Двухэлементная полноразмерная рамочная антенна диапазона 80 метров с пассивным рефлектором. 72
4.3. Двухэлементные рамочные антенны уменьшенных размеров. 74
4.4. Трехэлементная рамочная антенна диапазона 80 метров. 75
4.5. Рамочная антенна диапазона 40 метров W6YA. 76
4.6. Рамочные антенны или антенны Уда-Яги. 77

5. ПОКУПКА КОММЕРЧЕСКОЙ АНТЕННЫ УДА-ЯГИ НИЗКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА... 77
5.1. Антенны Уда-Яги диапазона 80 метров. 77
5.2. Антенны Уда-Яги диапазона 40 метров. 80

13. АНТЕННЫ УДА-ЯГИ И АНТЕННЫ ТИПА «КВАДРАТ»

Благодарность K3LR.

О Тиме Даффи, K3LR, также известном как «Мистер Дайтон антенный форум» или «Мистер оператор и владелец суперпрофессиональной многооператорской соревновательной станции», вероятно, не знают только немногие читатели. То, как Тим ведет этот форум и управляет станцией, многое о нем говорит. Это тщательный, пунктуальный, высокоорганизованный человек и замечательный хозяин. Неудивительно, что из операторов, желающих работать с ним в соревнованиях, можно выстроить очень длинную очередь.

Тим – технический директор фирмы Synget Communications, Inc. (региональный оператор сотовой связи в Янгстауне, штат Огайо). Он работает в Synget уже 14 лет. До этого Тим провел несколько лет в инженерной службе АМ и ЧМ радиовещания. Он окончил университет штата Пенсильвания и является радиолюбителем уже более 26 лет. Он начал с позывного WN3SZX, когда ему было 12 лет, и поднялся до Экстра-класса к 14 годам. Сейчас он строит полноразмерную антенну Уда-Яги диапазона 80 метров, для установки на высоте 45 м.

Тим нашел время просмотреть эту главу об антеннах Уда-Яги и антеннах «квадрат», за что я ему весьма благодарен.

На верхних ВЧ диапазонах почти все радиолюбители используют разные типы поворотных направленных антенн. Направленные антенны обеспечивают более высокий коэффициент усиления, в результате чего вас лучше слышат. Также они обладают направленностью, что помогает лучше слышать вам. Антенны Уда-Яги и квадраты, несомненно, наиболее популярны на этих диапазонах.

На нижних диапазонах поворотные направленные антенны имеют большие размеры. На 40 метрах полноразмерные антенны Уда-Яги и квадраты существуют в наши дни в большом количестве. На 80 метрах имеется всего несколько конструкций полноразмерных антенн, антенны уменьшенных размеров более распространены. Такие антенны достаточно трудно укрепить в воздухе. Что касается 160метров, то поворотные антенны Уда-Яги этого диапазона все еще остаются в области мечтаний.

Я имел возможность работать в диапазоне 80 метров на 3-элементном полноразмерном «квадрате», также как и на 3-элементной полноразмерной антенне Уда-Яги. Должен согласиться с тем, что только когда вы имели дело с такими монстрами, вы можете оценить, чего лишаетесь без них. Это еще более справедливо в диапазоне 40 метров, где полноразмерные антенны Уда-Яги и «квадраты» появляются во все возрастающем количестве. До того дня, когда у меня появилась моя собственная полноразмерная антенна Уда-Яги на 40 метров, я считал этот диапазон моим «худшим» диапазоном. Теперь, когда у меня есть антенна, я считаю, что диапазон стал моим «лучшим».

Большая часть работ, представленных в этой главе, являются результатом ряда антенных проектов, которые были реализованы с помощью Р.Вермета, ON6WU, который стал неутомимым участником всех моих антенных работ.

Я также имел удовольствие разработать несколько новых проектов полноразмерной 3-элементной антенны Уда-Яги на диапазон 80 метров, имеющей полное покрытие диапазона и возможность моментального переворота направленности. Методология проектирования и некоторые исключительные механические особенности антенны в деталях описаны в этой главе.

За последние несколько лет был разработан ряд новых конструкций антенн Уда-Яги на диапазоны 40 и 80 метров, наиболее интересные из них также детально рассмотрены в этой главе.

До последнего времени, в любительской литературе встречалось мало материалов, относящихся к математическому анализу антенн Уда-Яги. Я много раз касался этого аспекта при разработке полноразмерных антенн диапазона 40 метров.

1. Решетки с пассивными элементами.

В главе о вертикальных решетках мы обсудили группы антенн (решеток), где каждый элемент антенны питается от отдельного фидера. При анализе этих решеток мы отмечали, что элементы иногда имеют отрицательный импеданс, который указывает, что эти элементы не поглощают энергию из фидерной линии, а наоборот, поставляют энергию в систему питания.

В таких случаях взаимное влияние элементов уже обеспечивает достаточный (а иногда и слишком большой) ток в элементе. Отрицательные импедансы в точке питания типичны для решеток с близким расположением элементов, где связь между элементами более сильна, чем в решетках с дальним разнесением элементов.

Пассивные решетки – это решетки, где (наиболее часто) только один элемент подключен к фидеру, а остальные элементы получают ток питания только за счет взаимных связей с другими элементами решетки. Для получения нужной диаграммы направленности и КНД должны быть тщательно настроены амплитуды и фазы токов в элементах.

Это производится путем изменения взаимного расположения элементов и их длин. Длина «активного» элемента (подключенного к фидеру) не влияет ни на форму ДН, ни на значение КНД, а только на импеданс в точке питания.

В отличие от полностью активных решеток, вы не можете получить любое заданное распределение амплитуд и фаз токов. В активных решетках каждый ток задается принудительно, т.е. добавляется или вычитается из тока, уже имеющегося в элементе за счет взаимного влияния. Вы можете построить активную решетку с тремя элементами, где все элементы будут иметь одинаковый ток питания. Однако нельзя построить пассивную решетку с теми же тремя элементами и одинаковыми амплитудами и фазами токов.

Решетки с пассивными элементами ограничены распределением токов в элементах. Наиболее известной конфигурацией таких решеток является антенна Яги (Уда-Яги) и антенны «квадрат».

В 3-элементной антенне Уда-Яги или «квадрате» настраиваются длина и положение двух пассивных элементов, чтобы получить требуемый ток с запаздыванием по фазе для директора и с требуемым опережением по фазе для рефлектора.

2. Антенны УДА-ЯГИ против «КВАДРАТОВ».

В мои намерения не входит вступать в дебаты о том, что лучше – антенны Уда-Яги или «квадраты». Прежде чем браться за то или другое, нужно внести ясность в следующее:

- Для заданной высоты над землей, «квадраты» не дают заметного преимущества в ширине диаграммы направленности, чем антенны Уда-Яги. Ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости для антенны, работающей на горизонтальной поляризации, в первую очередь зависит от высоты подвеса антенны над уровнем земли.
- Есть очень небольшая разница (максимум несколько градусов в зависимости от реальной высоты) в пользу «квадратов», также как и небольшое сужение в вертикальной плоскости за счет эффекта двухярусности, образованного двумя горизонтальными элементами кубического «квадрата» [980].
- Для заданной длины стрелы, «квадраты» дают слегка больший КНД, чем антенны Уда-Яги. Это логично, так как апертура такой антенны больше. Принцип прост: будучи оптимально построенной, антенна с большей апертурой даст больший КНД, или большую направленность.
- Уда-Яги, как правило, более просты в построении и обслуживании. Будучи двумерными, антенны низкочастотных диапазонов имеют меньше проблем, связанных с их размерами. Проблема переламывания проводов не существует для антенн Уда-Яги. С большими Уда-Яги также проще обращаться и устанавливать их на мачте, чем большие «квадраты».
- Существуют и другие факторы, определяющие окончательный выбор между «квадратами» и антеннами Уда-Яги, например, доступность материалов, максимальный радиус разворота («квадраты» требуют меньше пространства для поворота!) и, конечно, персональные предпочтения.

3. Антенны УДА-ЯГИ.

Об антеннах Уда-Яги есть целый ряд хороших публикаций. Лет 10 назад, до того, как все узнали о влиянии телескопических элементов, книга W6SAI об этих антеннах считалась во многих кругах библией. Я построил свою первую антенну Уда-Яги, основываясь на информации из этой работы Орра.

Доктор Дж. Лоусон, W2PV (SK) написал серию статей об антеннах в начале 80-х. Позднее ARRL опубликовало его работы в виде замечательной книги, «Разработка антенн Уда-Яги» [957]. В своей работе Лоусон описывает, как с научной точки зрения он разработал соревновательную станцию-победитель, основываясь на инженерной работе высокого уровня.

Лоусон был первым в любительских кругах, кто поднял и изучил влияние телескопических элементов. Он предложил алгоритм расчета телескопических элементов, на который до сих пор ссылаются как на «алгоритм W2PV». С его помощью рассчитывается эквивалентная электрическая длина элемента как функция от длины каждого отрезка с индивидуальным диаметром.

3.1. Моделирование антенн Уда-Яги.

Наиболее широко используемой программой для моделирования антенн все еще является MININEC. Большинство из современных программ, со всеми «бантиками», все еще используют ядро MININEC. MININEC был опубликован в начале 1980-х и, наконец, каждый серьезный разработчик антенн стал иметь представление об этом инструменте анализа характеристик антенн.

Алгоритм W2PV расчета телескопических элементов вместе с MININEC открыл глаза многим. Я помню, как много лет назад я обнаружил, что моя 5-элементная антенна на диапазон 20 м имеет максимум на частоте 14.5 МГц как по КНД, так и по заднему излучению!

Прогресс с тех пор произошел феерический. Сейчас мы имеем очень сложные программные инструменты, основанные в большинстве на методе моментов.

ELNEC – очень удобная в использовании версия MININEC, которую разработал Л.Льюоллен, W7EL, доступная по очень привлекательной цене. Существуют другие оптимизирующие программы, построенные на MININEC, например, Yagimax от Лью Гордона, K4VX. Б.Бизли разработал YO (Yagi Optimizer), предназначенную для анализа только антенн Уда-Яги, и AO (Antenna Optimizer), использующую несколько простых оптимизирующих алгоритмов. Обе программы также основаны на MININEC.

Программы на основе MININEC хорошо подходят для разработки антенн Уда-Яги, пока они размещаются на высоте по крайней мере ¼ длины волны над землей. В последние годы появились программы, основанные на NEC (например, EZNEC). Они позволяют более точно рассчитывать антенны, приближенные к земле, но программы, основанные на NEC-2, имеют затруднения с точным анализом структур, использующих соединения между проводами, сильно отличающимися по диаметру. NEC-4, не распространявшийся свободно (и весьма дорогой), может анализировать такие случаи более точно. Обе эти программы, однако, дают несколько завышенные значения КНД для антенн, расположенных очень близко к земле (см. также главу 9, разделы 2.2.1 и 2.2.2).

Если вы собираетесь смоделировать свою собственную антенну Уда-Яги «классической» конфигурации на низкочастотных диапазонах, то нужно следовать следующим правилам:

1. Убедитесь, что вы точно знаете, чего хотите добиться: максимальной длины стрелы, максимального КНД, максимальной направленности, низкой добротности (большой ширины полосы частот по КСВ) и т.д.

2. Всегда моделируйте антенну в первую очередь в свободном пространстве.

3. Всегда рассчитывайте антенну в диапазоне частот (например, 7.0, 7.1 и 7.2 МГЦ), так, чтобы можно было немедленно оценить ухудшение характеристик (КСВ, КНД, заднее излучение) в полосе частот. Вы можете использовать наиболее быструю моделирующую программу (например, YO) для первоначального расчета, но всегда следует проверять расчеты с помощью полноценной версии MININEC (например, ELNEC).

4. Убедитесь, что входное сопротивление антенны в точке питания имеет разумную величину. Это может быть что-нибудь в диапазоне от 18 до 30 Ом. Как правило, антенны Уда-Яги с более высоким входным сопротивлением имеют очень низкую добротность, и не достигают максимального КНД. Имеются, однако, и исключения.

5. Когда конструкция оптимизирована и отвечает вашим требованиям в свободном пространстве, вы должны повторить работу для реальной высоты антенны над землей.

6. Если антенна используется в многоярусной конструкции с другими антеннами, включите другие антенны также в расчет. Это особенно важно, если другие антенны работают на том же диапазоне. В многоярусной конструкции показатели по заднему излучению могут существенно ухудшиться. Многоярусная конструкция должна оптимизироваться как многоярусная!

7. Если вы собираетесь анализировать антенны с нагруженными элементами, сначала рассчитайте полноразмерный эквивалент. При включении нагрузок не забывайте учитывать также резистивные потери (в особенности для нагрузок-индуктивностей!) и, возможно, паразитные емкости и индуктивности.

8. Если вы намерены рассчитывать антенны с такими нагрузками, как шлейфы и емкостные пары проводов, вам следует быть особенно осторожным. Лучший подход здесь – сначала смоделировать антенну, состоящую из проводов одинакового диаметра. Это должно обеспечить ее реализуемость. Далее, вы можете определить резонансную частоту каждого отдельного элемента, которая является важным руководящим параметром при окончательной настройке антенны. Дальнейшие особенности моделирования антенн приводятся в этой главе при описании конкретных конструкций.

3.2. Механическая разработка

Разработка совершенного электрического проекта антенны Уда-Яги – это просто удовольствие в наши дни, с использованием современных изумительных программ. Настоящие задачи возникают, когда вы должны воплотить свой проект в механическую конструкцию. При постройке полноразмерной антенны на диапазон, скажем, 40 метров, нет места для догадок и предположений. Ничего не считайте доказанным, когда строите 40-метровую антенну. Если вы хотите, чтобы стрела выдержала все ветровые нагрузки и обледенение, которое можно ожидать, вы должны выполнить ряд расчетов. То же остается верным и для 80 метрового диапазона, но в квадрате!

«Физическая разработка антенн Уда-Яги» (автор Д. Лисон, W6QHS, [964]), описывает все аспекты механического проектирования антенн Уда-Яги. В деталях раскрыты теоретические вопросы. Лисон использует метод «переменной площади» для оценки влияния ветра на антенну. К сожалению, книга не дает практических примеров конструкций антенн на диапазон 40 метров или 80 метров. Единственная описанная антенна – 40-2CD (Cushcraft), укороченная 2-элементная Уда-Яги на 40 метров. Модификация Лисона, выполненная для усиления антенны 40-2CD, стала классической и должна быть у каждого, кто имеет эту антенну и не хочет видеть ее развалившейся на куски во время шторма.

За годы появились стандарты, относящиеся к механическим вопросам проектирования антенн и мачт. Хорошо известный стандарт EIA RS-222 развился из RS-222-C через суффикс D и в конечном счете пришел к стандарту RS-222-E. Ранние версии программ Лисона основывались на стандарте C, тогда как последние версии уже на D. Версия E (и также ASCE-74) рассчитывает ветровую нагрузку и усилия в цилиндрических элементах физически более точно, чем C и D, разница обнаруживается при рассмотрении нагрузок в элементах в зависимости от направления ветра. Это влияет на прочность стрелы и поворотный момент. Статья K51U [958] использует подход E, так же как и LOW BAND SOFTWARE от ON4UN, рассматриваются прочность стрелы и балансировка поворотного момента.

Не так давно NI6W разработал интересный программный пакет, включающий все вопросы, касающиеся прочности антенны. YS прост в использовании, имеет большое количество данных о материалах в доступной форме (стоимость приблизительно $50, можно получить у Курта Андреса, NI6W, тел. 702-267-5290, e-mail ni6w@yagistress.minden.nv.us).

Все эти инструменты используют статические модели расчета ветровой нагрузки. Вопрос, конечно, состоит в атом, насколько эти модели точны в сложной аэродинамической обстановке. Как Лисон добавляет, «...мы не имеем дело с математическими моделями, когда ветер ревет со скоростью 134 мили в час. Результаты обеих моделей (E или C) указывают, что стрела сломается от ветра вверх, если вы игнорируете вертикальные порывы...». В отдельных местах, таких как расположенные на верху горы QTH, могут существовать восходящие потоки ветра, которые могут сломать стрелу, если не используются трехсторонние поддерживающие тяги. Но это скорее экстремальные условия, которые не являются распространенными.

Настоящей задачей является построение больших антенн, и, более того, поддержание их в исправном состоянии год за годом.

Математика, используемая в расчетах структурных характеристик низкочастотных антенн Уда-Яги, довольно сложна. Это вопрос, идеально подходящий для анализа с помощью компьютера. Я и мой друг Р.Вермет, ON6WU, разработали обширную программу, YAGI DESIGN, которая была выпущена в 1988 и с тех пор несколько раз обновлялась. В дополнение к традиционным «электрическим» аспектам, YAGI DESIGN берется также и за механические вопросы.

Особый интерес это представляет для будущего строителя 40 метровых и 80 метровых антенн Уда-Яги. В то время, как антенны на более высокочастотные диапазоны могут быть построены «наугад», антенны 40 метровых и 80 метровых диапазонов требует намного большего внимания, чтобы остаться работоспособными.

Различные модули программы YAGI DESIGN рассматриваются в главе о программном обеспечении для низкочастотных диапазонов.

Эта книга не учебник по механике, однако, для лучшего понимания формул, которые приводятся в этой главе, должны быть сделаны некоторые определения.

3.2.1. Термины и определения.

Напряжение.

Напряжение – это сила, приложенная к материалу, в пересчете на единицу поперечного сечения. Изгибающее напряжение – это напряжение, приложенное к структуре изгибающим моментом.

Срезающее напряжение – напряжение, приложенное к структуре моментом сдвига. Напряжение выражается в единицах силы, деленных на единицы площади (обычно выражается в кг/мм^2 или в фунт/дюйм^2).

Разрушающее напряжение.

Разрушающее напряжение – это напряжение, при котором материал разрушается.

Предел текучести.

Предел текучести – это напряжение, при котором материал внезапно становится пластичным (безвозвратная деформация). Отношение предела текучести к разрушающему напряжению отличается для разных материалов. Для алюминия предел текучести обычно близок к разрушающему напряжению. Для большинства сталей предел текучести составляет около 70% от разрушающего напряжения. Никогда не путайте предел текучести и разрушающее напряжение, если не хотите, чтобы произошло что-то, чего вы никогда не забудете.

Упругая деформация.

Упругая деформация материала – это деформация, при которой материал возвращается к исходной форме после снятия внешней силы, вызвавшей деформацию.

Деформация растяжения или сжатия.

Деформация сжатия – процент изменения размеров материала при воздействии внешней силы. Будучи отношением, не имеет размерности.

Деформация сдвига.

Деформация сдвига – это деформация, деленная на плечо пары сил. Это коэффициент, не имеющий размерности.

Угол сдвига.

Это смещение материала, деленное на плечо пары сил. Так как углы обычно малы, то этот коэффициент есть прямое выражение угла среза в радианах. Чтобы получить градусы, умножьте на 180/π.

Модуль упругости.

Модуль упругости – это отношение деформирующего усилия к величине деформации, применимо к деформации растяжения/сжатия. Это постоянная величина для каждого материала.

Модуль упругости определяет, насколько деформируется материал при определенной нагрузке. Он имеет значение при определении прогиба элементов антенн Уда-Яги. Модуль упругости выражается в единицах силы, деленных на квадрат единицы длины (т.е., единицы площади).

Модуль сдвига.

Модуль сдвига – это отношение усилие сдвига/величина деформации, применимо к деформации среза. Модуль сдвига – это характеристика материала, которая определяет, насколько будет скручен вал (или труба) под воздействием вращающего момента (например, вал между мачтой антенны и поворачивающим приводом). Модуль сдвига выражается в единицах силы, деленных на единицы площади.

Момент сопротивления сечения при изгибе.

Каждая структура (труба, вал, Т-профиль, швеллер и т.д.) сопротивляется изгибающему усилию по-разному. Момент сопротивления сечения определяется формой структуры, также как и ее поперечным сечением. Этот момент сопротивления сечения описывает, насколько хорошо объект заданной формы сопротивляется усилию изгиба. Он зависит от формы, но не от материала.

Момент сопротивления сечения изгибу для трубы задается следующим образом:

$$S = \delta \times \frac{OD^4 - ID^4}{32 \times OD},$$

где OD – внешний диаметр трубы,
ID – внутренний диаметр.

Момент сопротивления сечения при изгибе выражается в единицах длины в третьей степени.

Момент сопротивления сечения при срезе

Аналогично, структуры разной формы по-разному реагируют на усилие среза. Момент сопротивления сечения при срезе определяет, насколько хорошо объект заданной формы противостоит деформации среза. Для полой трубы этот коэффициент задается как

$$S = \delta \times \frac{OD^4 - ID^4}{16 \times OD}$$

где OD – внешний диаметр трубы,
ID – внутренний диаметр.

Момент сопротивления сечения при срезе выражается в единицах длины в третьей степени.

3.3. 3-элементая антенна Уда-Яги на диапазон 40 метров, разработанная ON4UN с помощью компьютерного моделирования.

Рассмотрим весьма прочную конструкцию полноразмерной 3-элементной антенны Уда-Яги на диапазон 40 метров. Это не означает, что здесь будет приведено пошаговое описание ее построения, но я попытаюсь рассмотреть все критичные вопросы разработки прочной и надежной антенны. Описываемая антенна успешно используется мною уже несколько лет, она принесла несколько новых европейских рекордов на главных соревнованиях диапазона 40 метров.

Целевые характеристики антенны следующие:

- Низкая добротность, хорошая ширина полосы, оптимизированное отношение переднего/заднего излучения.
- Сопротивление ветру до 140 км/ч, при расположении элементов поперек направления ветра.
- Выдерживание ледовой нагрузки до 10 мм при ветре до 60 км/ч.
- Срок службы больше 20 лет.
- Длина стрелы максимум 10.7 м (только потому, что у меня уже была такая стрела)

3.3.1. Выбор электрической конфигурации.

Всем приведенным спецификациям удовлетворяла конструкция №10 из базы данных программы YAGI DESIGN. На Рис.13.1 приведена копия экрана со всеми данными (характеристики и основные размеры) для этой конструкции.

В базе данных была также конструкция с КНД, большим на 0.5 дБ, однако была выбрана именно №10, потому что эта антенна обеспечивала отличное соотношение переднего/заднего излучения и широкую полосу частот (по КСВ, КНД и заднему излучению).

Антенна должна была устанавливаться на 5 м выше другой антенны 20-м диапазона (№68 из базы данных), на высоте 30 м над землей. Комбинация из двух антенн была еще раз смоделирована на реальной высоте над землей с помощью программы, основанной на MININEC, чтобы проверить, появятся ли значительные изменения в КНД, вызванные присутствием второй антенны. Но изменения в КНД, заднем излучении и диаграммах направленности оказались незначительными при расстоянии между антеннами в 5 м.

3.3.2. Принципы расчета механических усилий и нагрузок в антеннах Уда-Яги.

Д.Вебер, K5IU, отметил [958], что метод «переменной площади», широко применяемый большинством производителей антенн Уда-Яги, а также используемый многими авторами в статьях и программах, не имеет ни научной основы, ни экспериментального подтверждения. Метод переменной площади предполагает, что направление силы, созданной ветром, всегда совпадает с направлением ветра, и что ее величина пропорциональна площади проекции элемента на плоскость, перпендикулярную направлению ветра (т.е., пропорциональна синусу угла ветра).

Научно точный метод анализа ветровой нагрузки, называемый «принципом поперечного обтекания», говорит о том, что направление силы, созданной ветром, всегда перпендикулярно плоскости, в которой лежит элемент антенны, а величина пропорциональна квадрату синуса угла ветра.

Рис.13.2 иллюстрирует оба метода. Легко понять, что метод поперечного обтекания соответствует истине. Эксперимент, который провел Д.Вебер, K5IU, и который может повторить каждый, должен убедить сомневающихся: «Возьмем 1-метровый отрезок алюминиевой трубки (примерно 25 мм диаметром) и сядем в автомобиль.

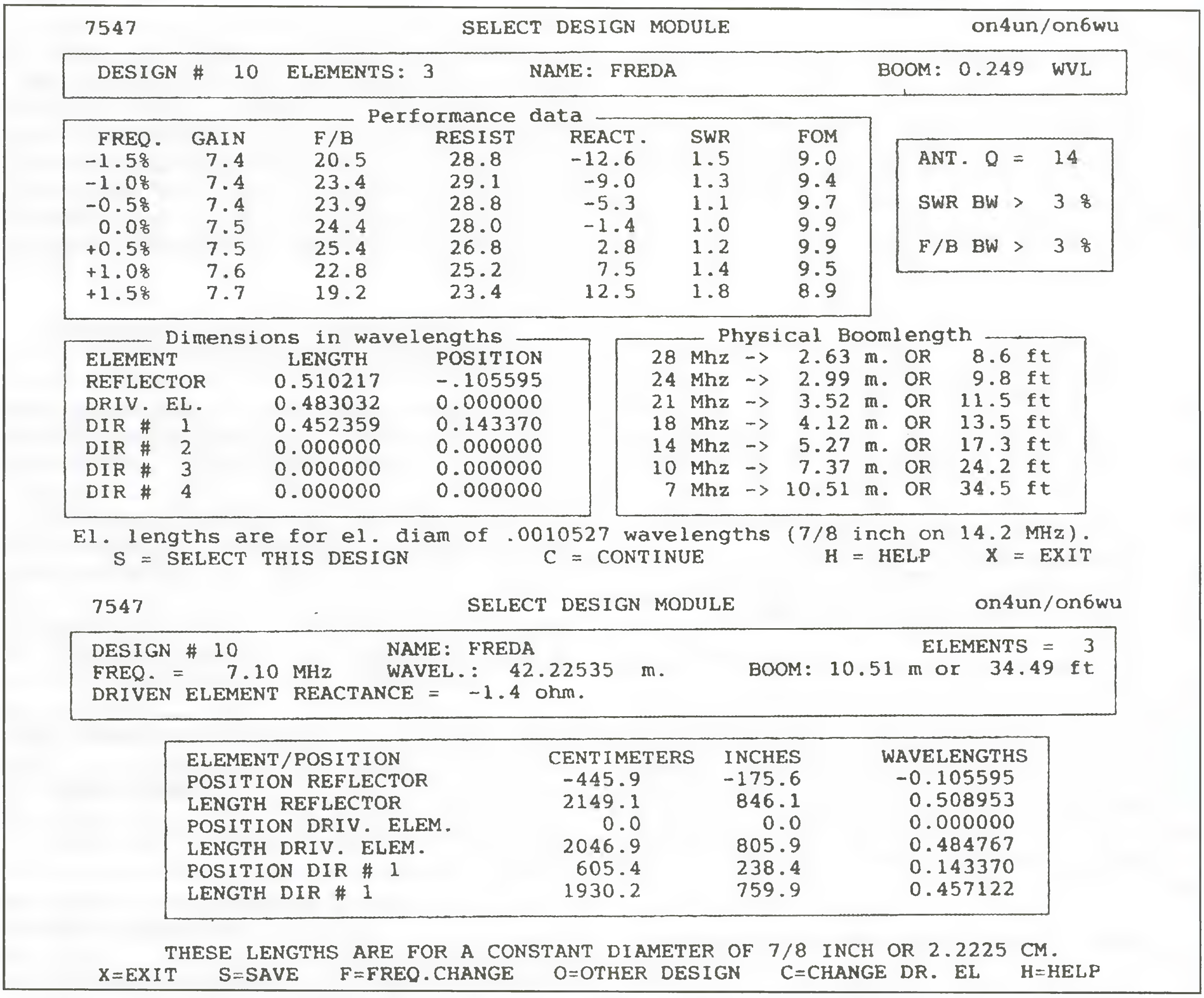
Пусть один человек ведет машину, а другой сидит на пассажирском месте. Пассажир берет трубку в руку и выставляет ее в окно, держа ее вертикально. Сейчас трубка перпендикулярна направлению ветра (угол ветра равен нулю). Легко обнаружить силу (силу сопротивления), которая совпадает с направлением ветра (и в то же время перпендикулярна оси трубки). Теперь пассажир поворачивает трубку на угол около 45 градусов, верхним концом вперед. Держа трубку, можно ясно почувствовать силу, которая толкает трубку назад (сила сопротивления), и в то же время пытается поднять трубку (поперечная сила). Результатом сложения этих двух компонентов (сила сопротивления и поперечная сила) будет сила, которая всегда перпендикулярна оси трубки. Если трубка наклонена нижним концом вперед, то сила будет толкать трубку вниз».

Это означает, что направление силы, созданной в объекте ветром, не всегда совпадает с направлением ветра. Есть несколько частных случаев, когда эти направления совпадают, в частности, когда все элементы (плоские) расположены боком к ветру. Если вы поместите пластину площадью 1 м^2 на вершину башни при ветре, направленном под углом 45°к пластине, то ясно, что давление на пластину, создаваемое ветром, не совпадает с направлением ветра, а направлено перпендикулярно плоскости пластины. Если вы имеете некоторое «чувство» механики и физики, то это, безусловно, ясно.

Чтобы рассеять последние сомнения, Д.Вебер утверждает, что Александр Эйфель, создатель парижской Эйфелевой башни, использовал метод поперечного обтекания при расчетах своей башни. Башня до сих пор стоит, хотя прошло уже более 100 лет.

А сейчас неожиданный результат: возьмем антенну Уда-Яги, на которую воздействует ветер с заданного направления (забудем пока про стрелу). Направление силы, созданной ветром, всегда перпендикулярно элементу, независимо от направления ветра. Это означает, что сила всегда направлена вдоль стрелы. Сила не будет создавать никакого изгибающего момента на стреле: она будет лишь растягивать или сжимать стрелу. Все это справедливо, конечно, только для элементов, точно симметричных относительно стрелы.

Эта сила не должна приниматься во внимание, так как стрела определенно имеет достаточную прочность, чтобы противостоять изгибающему моменту, возникаю-



```
   7547                         SELECT DESIGN MODULE                    on4un/on6wu

   DESIGN #  10  ELEMENTS: 3       NAME: FREDA                  BOOM: 0.249  WVL

                    ---------- Performance data ----------
   FREQ.   GAIN       F/B      RESIST      REACT.     SWR      FOM
   -1.5%    7.4       20.5      28.8       -12.6      1.5      9.0      ANT. Q =  14
   -1.0%    7.4       23.4      29.1        -9.0      1.3      9.4
   -0.5%    7.4       23.9      28.8        -5.3      1.1      9.7      SWR BW >  3 %
    0.0%    7.5       24.4      28.0        -1.4      1.0      9.9
   +0.5%    7.5       25.4      26.8         2.8      1.2      9.9      F/B BW >  3 %
   +1.0%    7.6       22.8      25.2         7.5      1.4      9.5
   +1.5%    7.7       19.2      23.4        12.5      1.8      8.9

   ---- Dimensions in wavelengths ----        ---- Physical Boomlength ----
   ELEMENT          LENGTH       POSITION        28 Mhz ->  2.63 m. OR   8.6 ft
   REFLECTOR        0.510217     -.105595        24 Mhz ->  2.99 m. OR   9.8 ft
   DRIV. EL.        0.483032     0.000000        21 Mhz ->  3.52 m. OR  11.5 ft
   DIR #  1         0.452359     0.143370        18 Mhz ->  4.12 m. OR  13.5 ft
   DIR #  2         0.000000     0.000000        14 Mhz ->  5.27 m. OR  17.3 ft
   DIR #  3         0.000000     0.000000        10 Mhz ->  7.37 m. OR  24.2 ft
   DIR #  4         0.000000     0.000000         7 Mhz -> 10.51 m. OR  34.5 ft
  El. lengths are for el. diam of .0010527 wavelengths (7/8 inch on 14.2 MHz).
     S = SELECT THIS DESIGN          C = CONTINUE         H = HELP    X = EXIT

   7547                          SELECT DESIGN MODULE                   on4un/on6wu

   DESIGN # 10           NAME: FREDA                           ELEMENTS =  3
   FREQ. =   7.10 MHz    WAVEL.:  42.22535  m.       BOOM: 10.51 m or  34.49 ft
   DRIVEN ELEMENT REACTANCE =  -1.4 ohm.

        ELEMENT/POSITION               CENTIMETERS   INCHES        WAVELENGTHS
        POSITION REFLECTOR               -445.9      -175.6         -0.105595
        LENGTH REFLECTOR                 2149.1       846.1          0.508953
        POSITION DRIV. ELEM.                0.0         0.0          0.000000
        LENGTH DRIV. ELEM.               2046.9       805.9          0.484767
        POSITION DIR # 1                  605.4       238.4          0.143370
        LENGTH DIR # 1                   1930.2       759.9          0.457122

       THESE LENGTHS ARE FOR A CONSTANT DIAMETER OF 7/8 INCH OR 2.2225 CM.
    X=EXIT   S=SAVE   F=FREQ.CHANGE   O=OTHER DESIGN   C=CHANGE DR. EL   H=HELP
```

Рис.13.1. Размеры и характеристики 3-х элементной конструкции №10 из базы данных программы YAGI DESIGN для построения полноразмерной антенны на диапазон 40 метров. Длины элементов выражены в длинах волн, для фиксированного диаметра элемента.

щему от воздействия ветра на саму стрелу. Этот изгибающий момент в стреле (в точке крепления к мачте) вызван ветром, воздействующим только на стрелу (по тому же принципу поперечного обтекания) и на любые другие элементы, находящиеся под действием ветра на одной линии со стрелой.

Если крепление стрелы к мачте находится в середине стрелы, то участки стрелы, на которые воздействует ветер, одинаковы по площади с обеих сторон мачты, также одинаковы и изгибающие моменты. Это означает, что на мачту не воздействует скручивающее усилие. Если же участки стрелы неодинаковы, это приведет к появлению крутящего момента. Этого следует избегать, так как крутящий момент оказывает дополнительную нагрузку на поворотный механизм. Балансировка может быть достигнута путем добавления фиктивной стрелы, которой является небольшая пластина, укрепляемая на конце более короткой части стрелы, и которая предназначена для выравнивания изгибающих моментов между левой и правой частями стрелы.

Может показаться странным, но в вырожденном случае, когда антенна имеет всего один элемент, укрепленный на конце стрелы, не создается никакого крутящего момента, воздействующего на мачту, независимо от направления ветра. Довольно неожиданно, но это так. Эту ситуацию нельзя сравнивать с флюгером, эффект которого проявляется, если участки стрелы по одну и другую стороны мачты сильно отличаются. На Рис.13.3 показана эта ситуация в теории и то, что происходит в реальности. В случаях А и В ветер воздействует только на элемент антенны (стрела для ветра «невидима»), и если элемент точно симметричен относительно стрелы, то в точке крепления элемента к стреле крутящего момента не будет. Следовательно, здесь имеем полностью стабильную ситуацию. В случае С показано, что происходит, если воздействию ветра подвергается стрела. Теперь «невидим» элемент, и если стрела сбалансирована по отношению к ветровой нагрузке, то нет крутящего момента в точке крепления стрелы к мачте. В случае D мы видим, что метод поперечного обтекания создает только силу, действующую вдоль стрелы. Это означает, что в данном примере обеспечено стабильное положение, и конструкция не будет вращаться вокруг мачты.

Но будем практичны. Ветер, дующий на длинный гибкий элемент антенны, приведет к изгибу этого элемента, как показано на Рис.13.3Е. В этом случае ясно, что давление, оказываемое ветром на сторону (а), намного больше, чем на сторону (b), так как сторона (а) больше подвержена действию ветра, чем (b). При этом антенна имеет тенденцию к вращению в направлении, указанном стрелкой.

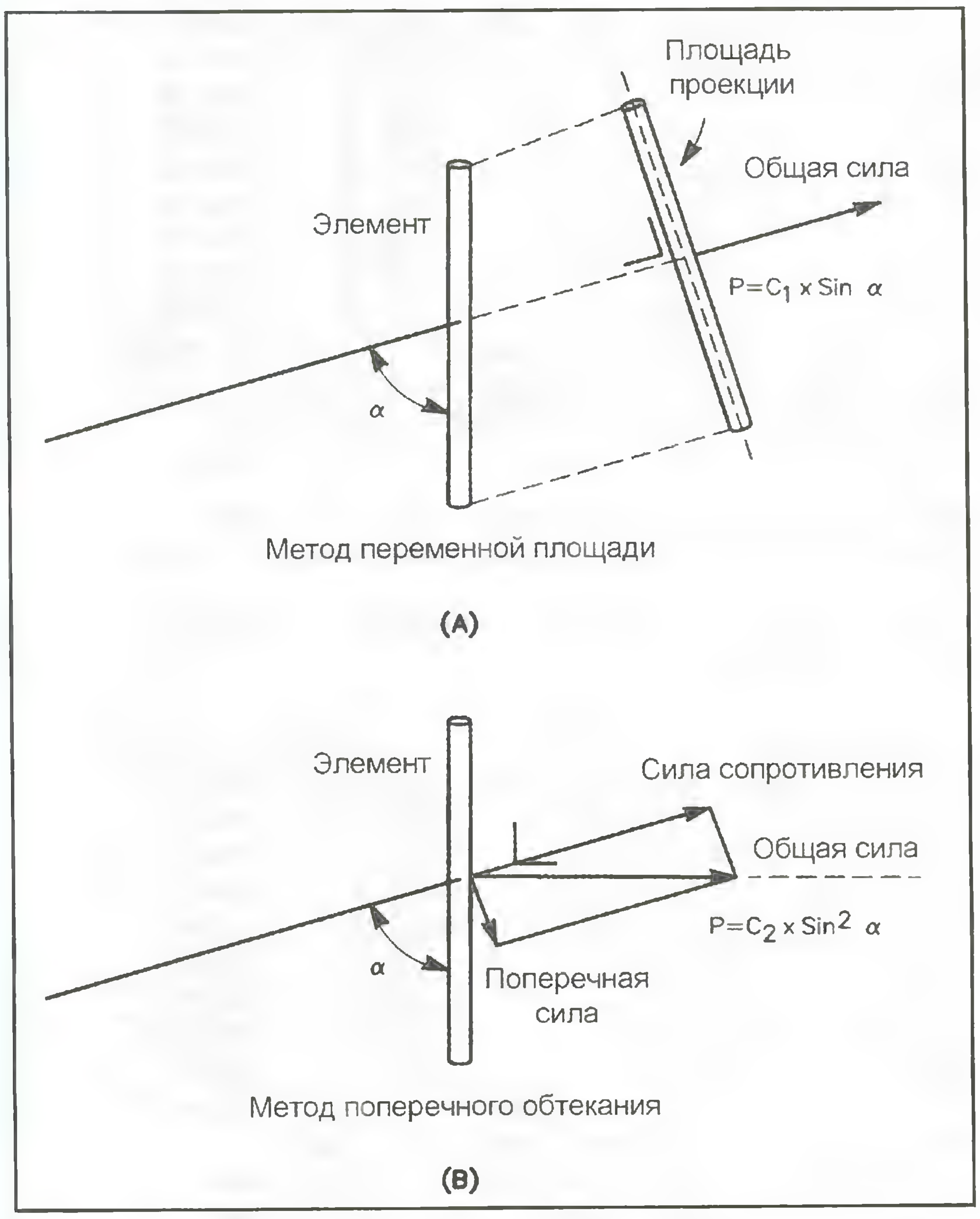


Рис.13.2. В большинстве любительской литературы используется метод переменной площади (А) для анализа влияния ветра на элементы антенны. Этот метод предполагает, что направление силы, созданной ветром, всегда совпадает с направлением ветра, что неправильно. Если бы это было верным, ни один самолет не смог бы летать. Метод «поперечного обтекания» (В) утверждает, что направление силы всегда перпендикулярно элементу, и эта сила является результатом сложения двух компонентов, силы сопротивления и поперечной силы (которая является подъемной силой в случае самолетного крыла). Детали описаны в тексте.

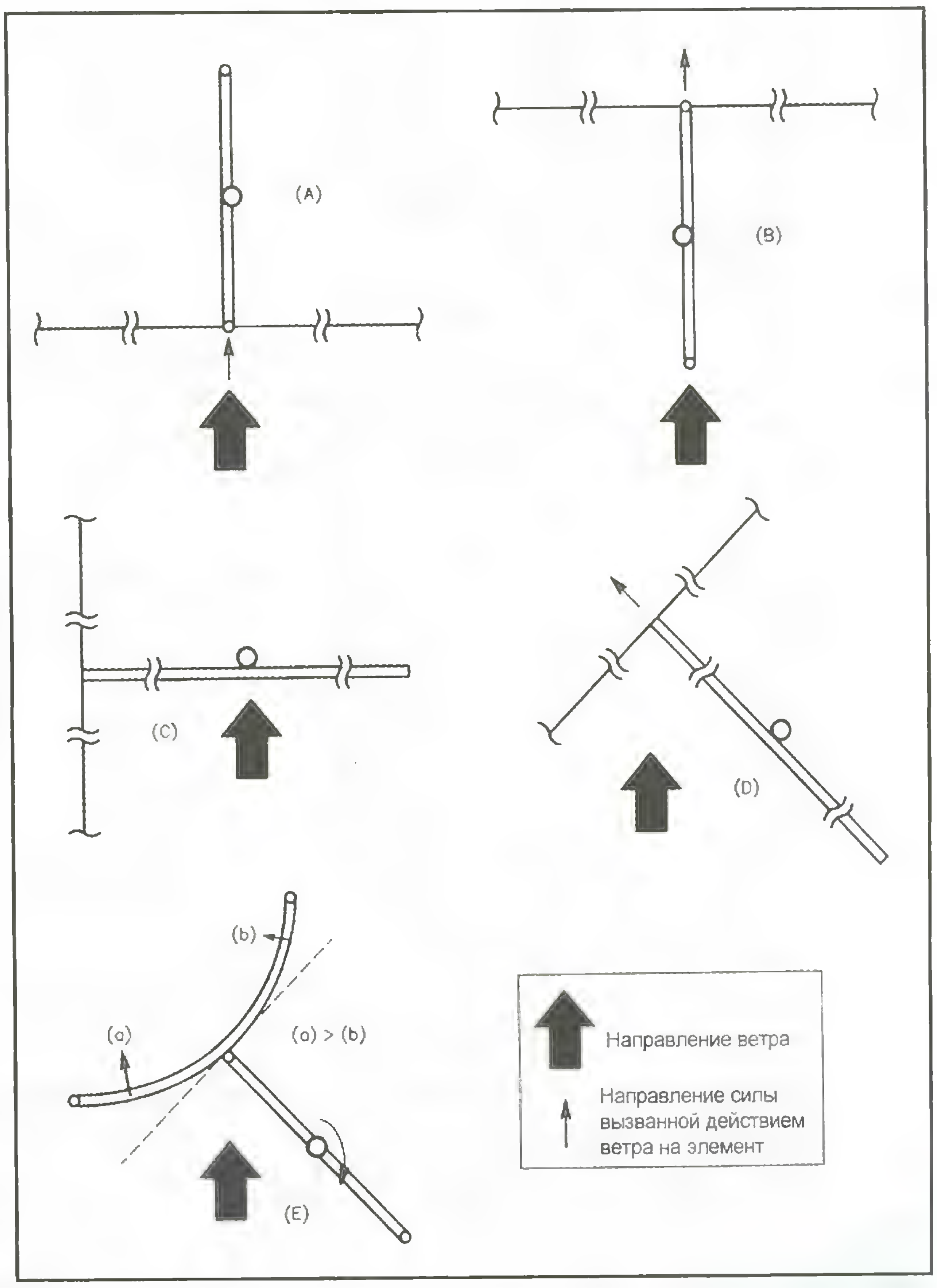


Рис.13.3. Анализ влияния ветра на крутящий момент на мачте, в случае одиночного элемента, расположенного на конце стрелы. Во всех случаях с А по D крутящий момент не возникает. Только в случае D, где элемент деформирован под ветром, на мачте появится крутящий момент. Детали описаны в тексте.

Принимая все описанное во внимание, кажется хорошей идеей не только добиваться полной симметрии стрелы (ее площади), но также и полной симметрии элементов (площадей). Лисон пришел к выводу, что предпочтительнее добиваться баланса с помощью смещения всего набора элементов, а не использованием флюгера (пластины, компенсирующей крутящий момент стрелы). Если смещение всего набора элементов создает значительный дисбаланс по весу, то это всегда может быть скомпенсировано с помощью какого-либо противовеса, помещаемого на конец стрелы.

Также имеет смысл не добавлять никаких дополнительных фиктивных элементов, так как в динамичной ситуации (завихрениях ветра) они могут не улучшить, а ухудшить дело.

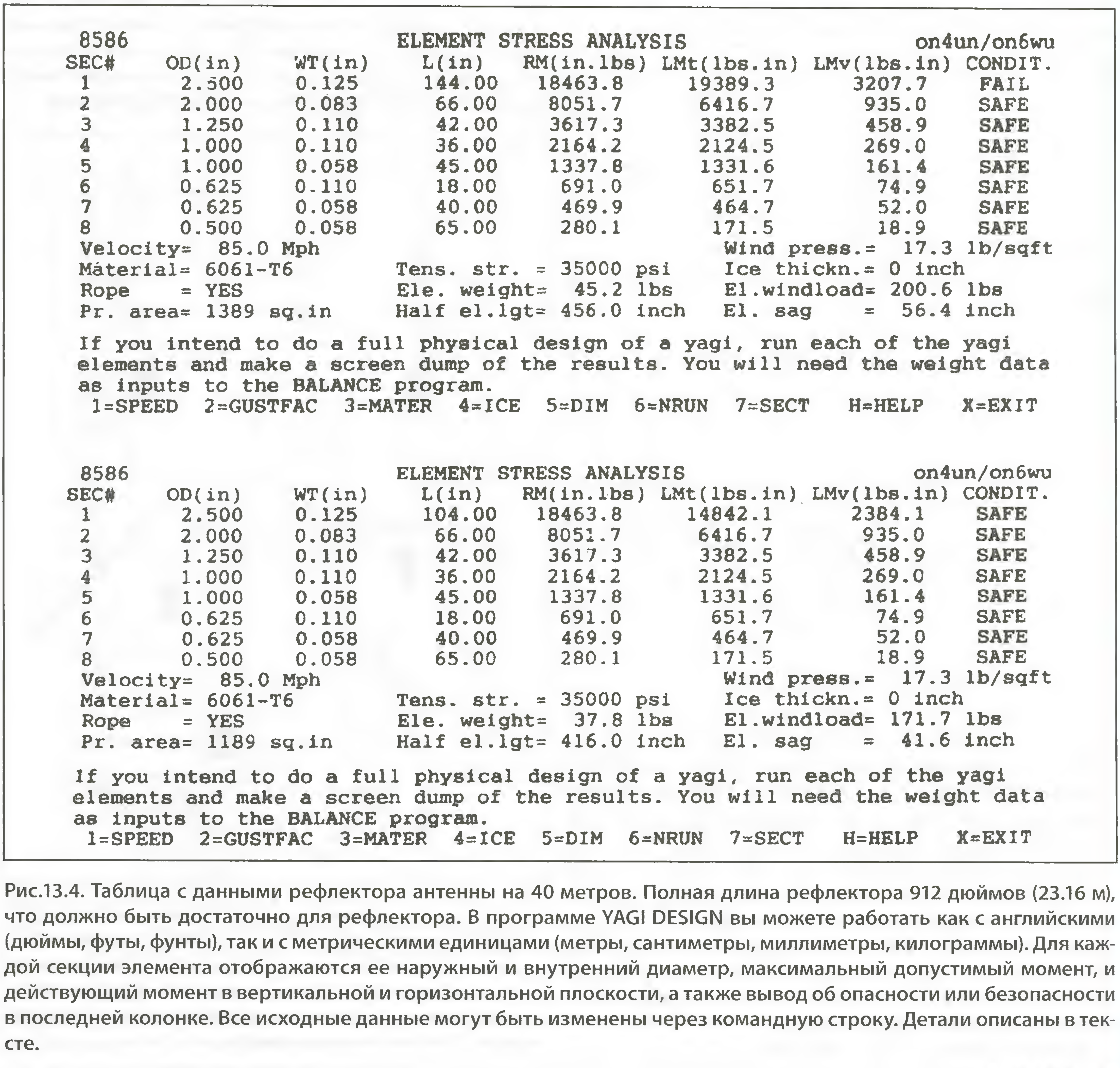
Так как, в принципе, элементы антенны Уда-Яги не влияют на моменты стрелы, и, следовательно, на крутящий момент на мачте, то не имеет смысла добавлять фиктивные элементы с целью получения сбалансированной в смысле поворота антенны.

Модуль MECHANICAL YAGI DESIGN программы YAGI DESIGN учитывает все описанные вопросы и использует метод поперечного обтекания. В модуле используются самые последние данные из спецификации EIA/TIA-222-E, которые несколько отличаются от более старой версии стандарта EIA RS-222-E (см. также раздел 3.2).

3.3.3. Расчет прочности элементов.

Существует стандартная методика коррекции прогиба стрелы с помощью поддерживающих канатов, но прогиб элементов должен контролироваться в большей степени с помощью использования соответствующим образом разработанных сужающихся секций, образующих элемент.

На антеннах 80-метрового диапазона обычно используются элементы на подвесах, хотя были разработаны и продемонстрированы самонесущие элементы с незначительным прогибом (см. раздел 3.6.1). На диапазоне 40 метров для противостояния большим скоростям ветра и значительной ледовой нагрузке могут быть построены полноразмерные трубчатые элементы (24 метра).



```
  8586                          ELEMENT STRESS ANALYSIS                 on4un/on6wu
 SEC#    OD(in)     WT(in)     L(in)    RM(in.lbs) LMt(lbs.in) LMv(lbs.in) CONDIT.
  1        2.500     0.125     144.00    18463.8      19389.3       3207.7     FAIL
  2        2.000     0.083      66.00     8051.7       6416.7        935.0     SAFE
  3        1.250     0.110      42.00     3617.3       3382.5        458.9     SAFE
  4        1.000     0.110      36.00     2164.2       2124.5        269.0     SAFE
  5        1.000     0.058      45.00     1337.8       1331.6        161.4     SAFE
  6        0.625     0.110      18.00      691.0        651.7         74.9     SAFE
  7        0.625     0.058      40.00      469.9        464.7         52.0     SAFE
  8        0.500     0.058      65.00      280.1        171.5         18.9     SAFE
  Velocity=  85.0 Mph                                  Wind press.=  17.3 lb/sqft
  Material= 6061-T6            Tens. str. = 35000 psi    Ice thickn.= 0 inch
  Rope     = YES               Ele. weight=  45.2 lbs    El.windload= 200.6 lbs
  Pr. area= 1389 sq.in         Half el.lgt= 456.0 inch   El. sag     =  56.4 inch

  If you intend to do a full physical design of a yagi, run each of the yagi
  elements and make a screen dump of the results. You will need the weight data
  as inputs to the BALANCE program.
   1=SPEED  2=GUSTFAC  3=MATER  4=ICE  5=DIM  6=NRUN  7=SECT   H=HELP   X=EXIT


  8586                          ELEMENT STRESS ANALYSIS                 on4un/on6wu
 SEC#    OD(in)     WT(in)     L(in)    RM(in.lbs) LMt(lbs.in) LMv(lbs.in) CONDIT.
  1        2.500     0.125     104.00    18463.8      14842.1       2384.1     SAFE
  2        2.000     0.083      66.00     8051.7       6416.7        935.0     SAFE
  3        1.250     0.110      42.00     3617.3       3382.5        458.9     SAFE
  4        1.000     0.110      36.00     2164.2       2124.5        269.0     SAFE
  5        1.000     0.058      45.00     1337.8       1331.6        161.4     SAFE
  6        0.625     0.110      18.00      691.0        651.7         74.9     SAFE
  7        0.625     0.058      40.00      469.9        464.7         52.0     SAFE
  8        0.500     0.058      65.00      280.1        171.5         18.9     SAFE
  Velocity=  85.0 Mph                                  Wind press.=  17.3 lb/sqft
  Material= 6061-T6            Tens. str. = 35000 psi    Ice thickn.= 0 inch
  Rope     = YES               Ele. weight=  37.8 lbs    El.windload= 171.7 lbs
  Pr. area= 1189 sq.in         Half el.lgt= 416.0 inch   El. sag     =  41.6 inch

  If you intend to do a full physical design of a yagi, run each of the yagi
  elements and make a screen dump of the results. You will need the weight data
  as inputs to the BALANCE program.
   1=SPEED  2=GUSTFAC  3=MATER  4=ICE  5=DIM  6=NRUN  7=SECT   H=HELP   X=EXIT
```

Рис.13.4. Таблица с данными рефлектора антенны на 40 метров. Полная длина рефлектора 912 дюймов (23.16 м), что должно быть достаточно для рефлектора. В программе YAGI DESIGN вы можете работать как с английскими (дюймы, футы, фунты), так и с метрическими единицами (метры, сантиметры, миллиметры, килограммы). Для каждой секции элемента отображаются ее наружный и внутренний диаметр, максимальный допустимый момент, и действующий момент в вертикальной и горизонтальной плоскости, а также вывод об опасности или безопасности в последней колонке. Все исходные данные могут быть изменены через командную строку. Детали описаны в тексте.

Д.Вебер, K51U, [966] написал отличную статью, посвященную структурному поведению элементов антенн Уда-Яги. Математический аппарат весьма утомителен, и хорошо подходит для переноса в компьютерную программу. Лисон [964] описал эти вопросы в деталях в своей книге, и разработал программу для расчета элементов в виде электронной таблицы. Так как прочность элементов всегда рассчитывается для ветра, дующего поперек элемента, выбор между методом поперечного обтекания и методом переменной площади не принимается во внимание.

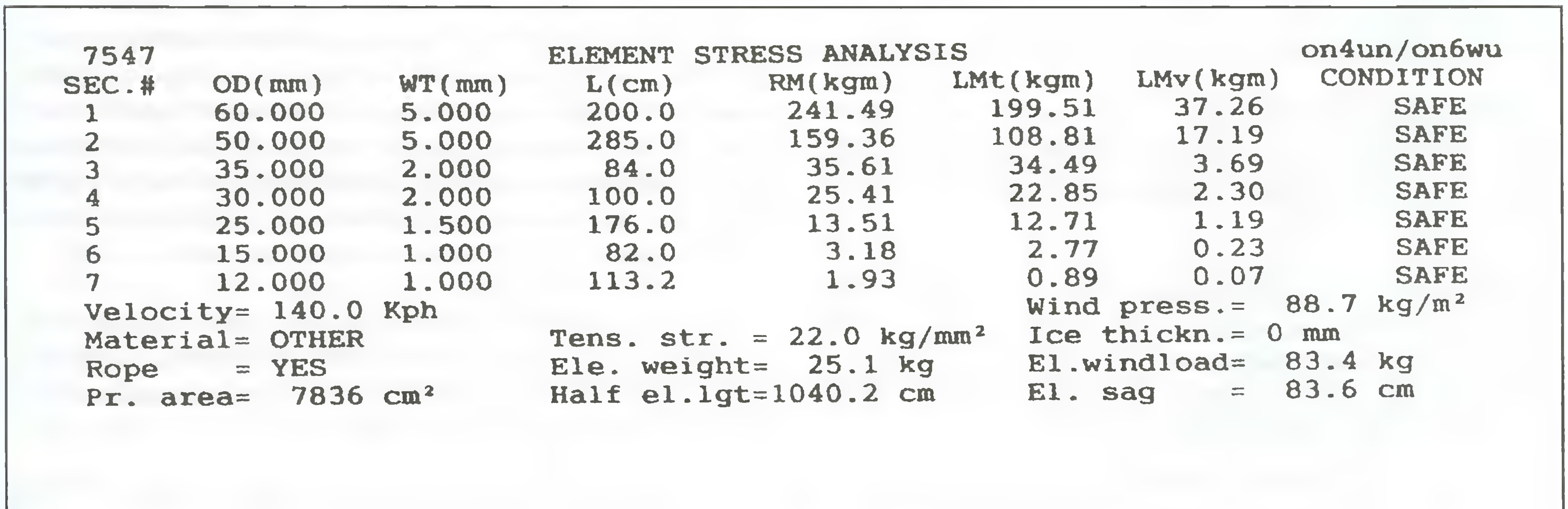
Модуль ELEMENT STRENGTH программы YAGI DESIGN является выделенной программой, позволяющей пользователю рассчитывать структурное поведение элементов антенны, имеющих до девяти сужающихся секций.

Модуль ELEMENT STRENGTH работает как с английской, так и с метрической системой мер, также как и все остальные модули пакета YAGI DESIGN. Он основан на самых последних данных из спецификации EIA/TIA-222-E. Для расчета элементов применяется показатель сопротивления 1.2 (а не 0.66, как в более старом стандарте RS-222-C).

На Рис.13.4 приведена распечатка результатов работы модуля ELEMENT STRENGTH из программы YAGI DESIGN. Ввод данных и изменение условий производится из командной строки, изменение характеристик немедленно отображается в виде таблицы. Исходными данными являются размеры секций (длина, диаметр и толщина стенок), скорость ветра, ледовая нагрузка, свойства материала и др.

Интерактивная разработка элементов позволяет пользователю получить равномерно нагруженные секции (отношение реального изгибающего момента к допустимому изгибающему моменту). Во многих конструкциях, приводимых в печати, одна из секций нагружена близко к пределу, тогда как другие секции имеют большой безопасный запас. Такие несбалансированные разработки всегда неэффективны по своему весу, ветровой площади (и нагрузке) и стоимости.

Каждое изменение (количество секций, длина и диаметр секций, скорость ветра, качество алюминия, ледовая нагрузка и т.д.) немедленно отражается в изменении значений моментов в местах сочленений секций и в серединах элементов.



```
 7547                       ELEMENT STRESS ANALYSIS                   on4un/on6wu
SEC.#    OD(mm)     WT(mm)     L(cm)      RM(kgm)    LMt(kgm)   LMv(kgm)  CONDITION
 1       60.000     5.000      200.0      241.49     199.51      37.26        SAFE
 2       50.000     5.000      285.0      159.36     108.81      17.19        SAFE
 3       35.000     2.000       84.0       35.61      34.49       3.69        SAFE
 4       30.000     2.000      100.0       25.41      22.85       2.30        SAFE
 5       25.000     1.500      176.0       13.51      12.71       1.19        SAFE
 6       15.000     1.000       82.0        3.18       2.77       0.23        SAFE
 7       12.000     1.000      113.2        1.93       0.89       0.07        SAFE
 Velocity= 140.0 Kph                                  Wind press.=  88.7 kg/m²
 Material= OTHER             Tens. str. = 22.0 kg/mm² Ice thickn.= 0 mm
 Rope     = YES              Ele. weight=  25.1 kg    El.windload=  83.4 kg
 Pr. area=  7836 cm²         Half el.lgt=1040.2 cm    El. sag    =  83.6 cm




 7547                       ELEMENT STRESS ANALYSIS                   on4un/on6wu
SEC.#    OD(mm)     WT(mm)     L(cm)      RM(kgm)    LMt(kgm)   LMv(kgm)  CONDITION
 1       60.000     4.000      300.0      203.28     256.02      48.88        FAIL
 2       50.000     5.000      285.0      159.36     108.81      17.19        SAFE
 3       35.000     2.000       84.0       35.61      34.49       3.69        SAFE
 4       30.000     2.000      100.0       25.41      22.85       2.30        SAFE
 5       25.000     1.500      176.0       13.51      12.71       1.19        SAFE
 6       15.000     1.000       82.0        3.18       2.77       0.23        SAFE
 7       12.000     1.000      113.2        1.93       0.89       0.07        SAFE
 Velocity= 140.0 Kph                                  Wind press.=  88.7 kg/m²
 Material= OTHER             Tens. str. = 22.0 kg/mm² Ice thickn.= 0 mm
 Rope     = YES              Ele. weight=  27.2 kg    El.windload=  96.2 kg
 Pr. area=  9036 cm²         Half el.lgt=1140.2 cm    El. sag    = 132.4 cm


          Element half length = 1140.2 cm (ref file: FREDA9.ANT)
 If you intend to do a full physical design of a yagi, run each of the yagi
 elements and make a screen dump of the results. You will need the weight data
 as inputs to the BALANCE program.
  1=SPEED  2=GUSTFAC  3=MATER  4=ICE  5=DIM  6=NRUN  7=SECT    H=HELP   X=EXIT
```

Рис.13.5. Разработка рефлектора на 40 метров (длина 23 м) с использованием алюминиевого материала, доступного в Европе. Сначала моделируется короткий элемент длиной 1 м (верхняя таблица). Затем центральная секция удлиняется на 1 м с за счет стальной вставки. При полной длине элемента мы видим, что алюминиевая труба в самой малой степени не выдерживает (259 кг/см при допустимых 241 кг/см). Это решается при помощи стальной вставки, которая существенно усиливает трубу в середине элемента. Момент на конце стальной вставки составляет 201 кг/см, что намного ниже допустимого момента в 241 кг/см.

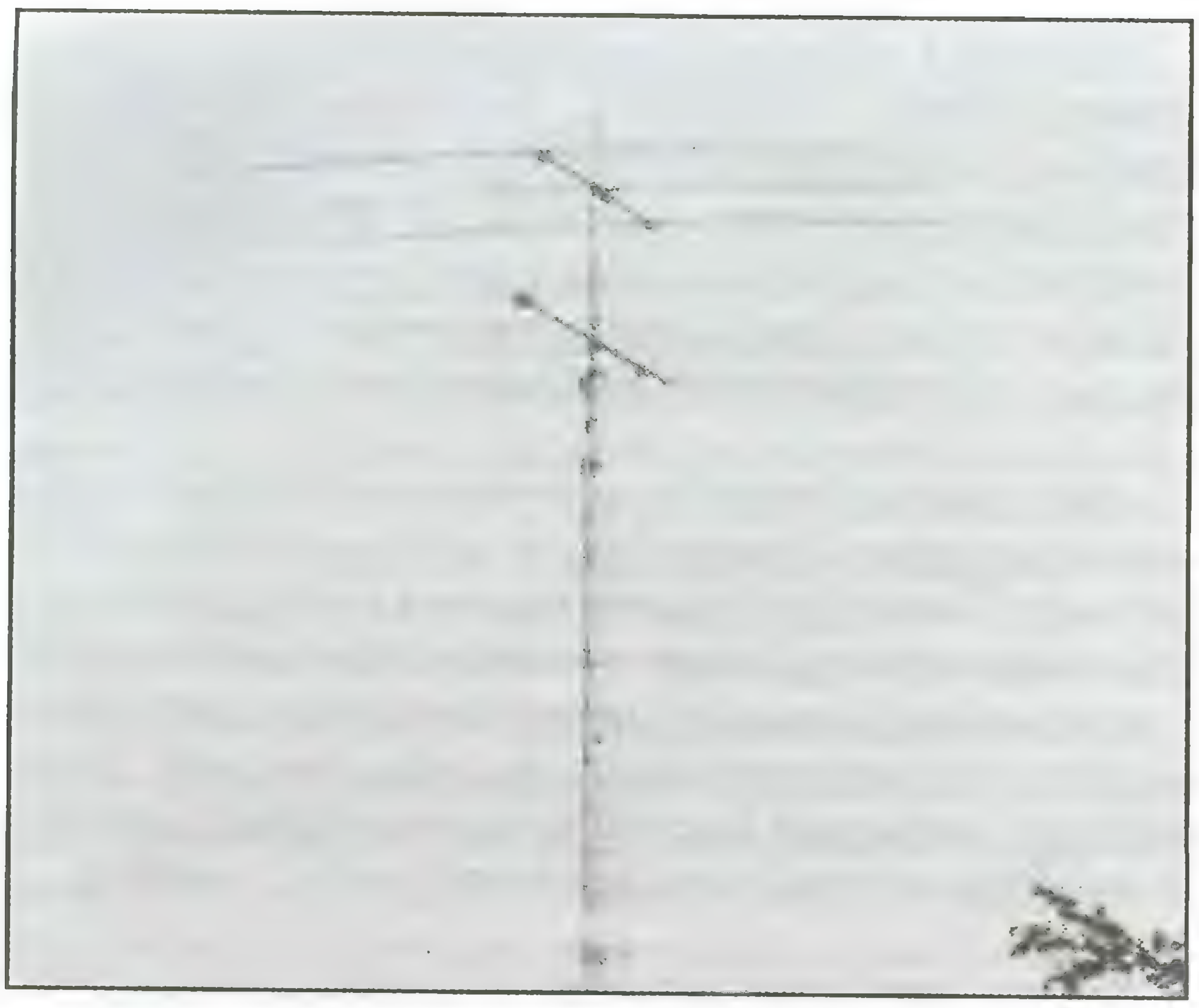


Рис.13.6. 3-элементная антенна Уда-Яги диапазона 40 метров у ON4UN. Антенна смонтирована на 5 м выше другой 5-элементной антенной диапазона 20 м, с длиной стрелы 15 м на высоте 30 м. Обратите внимание на очень небольшое провисание элементов, что указывает на хорошую физическую проработку.

Когда предел безопасной нагрузки превышен, опасное значение начинает мигать. На экране также выводится вес элемента, ветровая площадь и ветровая нагрузка для заданной скорости ветра.

Очевидно, что проектирование в первую очередь диктуется доступностью материалов. Качество материала, его доступность и экономичность обсуждаются в разделе 3.3.6, где в таблице 13.2 приведен ассортимент общедоступных в Европе алюминиевых трубок.

Рефлектор антенны Уда-Яги на 40 метров диапазон имеет длину приблизительно 23 м. Это в два раза больше, чем длина элемента антенны на диапазон 20 метров.

Проектирование хорошего элемента диапазона 40 метров может быть осуществлено, начиная с готового элемента диапазона 20 метров, который затем «удлиняется» при помощи дополнительных секций по направлению к стреле, вычисляя изгибающие усилия в каждой секции.

При разработке элементов антенны Уда-Яги необходимо убедиться, что реальные изгибающие моменты (LMt) во всех критичных точках приближаются к максимально допустимым изгибающим моментам (RM) настолько близко, насколько возможно. LMv – изгибающий момент в вертикальной плоскости, создаваемый весом элемента. Это момент, который создает провисание элемента. LMt является суммой момента LMv и момента, создаваемого ветром в горизонтальной плоскости. При их сложении может оказаться, что сумма дает более безопасную величину, хотя можно и опровергнуть это тем, что завихрения ветра в действительности могут дуть вертикально сверху вниз.

Рис.13.5 иллюстрирует проектирование элемента-рефлектора с использованием метрических единиц длины, принятых в Европе. Проектирование проводилось для средней максимальной скорости ветра 140 км/ч, используя качественный материал F22 (Al Mg Si 0,5%). Этот материал имеет предел текучести 22 кг/кв.мм (31.255 фунт/кв.дюйм). Спецификации материалов приведены в разделе 3.3.6.

Все вычисления проводились для статических условий. Однако, динамические ветровые условия могут значительно отличаться. Наибольший изгибающий момент присутствует в центре элемента.

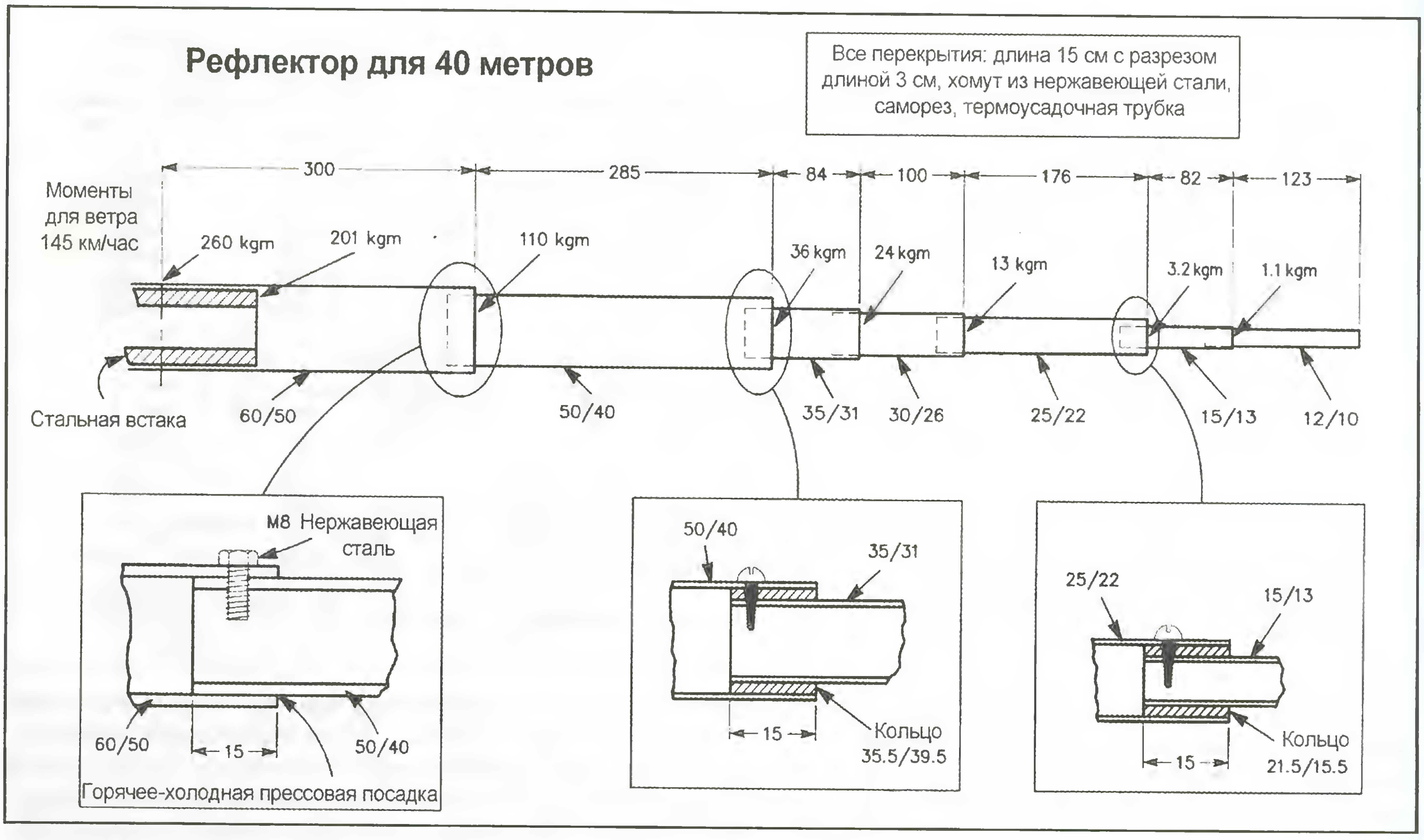

Рефлектор для 40 метров
Все перекрытия: длина 15 см с разрезом длиной 3 см, хомут из нержавеющей стали, саморез, термоусадочная трубка
300
285
84
100
176
82
123
Моменты для ветра 145 км/час
260 kgm
201 kgm
110 kgm
36 kgm
24 kgm
13 kgm
3.2 kgm
1.1 kgm
Стальная вставка
60/50
50/40
35/31
30/26
25/22
15/13
12/10
M8 Нержавеющая сталь
60/50
15
50/40
Горячее-холодная прессовая посадка
50/40
35/31
15
Кольцо 35.5/39.5
25/22
15/13
15
Кольцо 21.5/15.5

Рис.13.7. Механический чертеж полноразмерного рефлектора диапазона 40 метров, с метрическими единицами, согласно таблице на Рис.13.5.

Вставляя 2-метровую стальную трубу (толщина стенки 5 или 7 мм) в центр элемента, можно добиться не только дополнительной прочности, но и уменьшения провисания.

Достаточна ли оценка на скорости ветра 140 км/ч или нет – зависит от следующих факторов:

- Характер ветровой зоны, в которой будет эксплуатироваться антенна. Стандарт EIA/TIA-222-E содержит перечень рекомендуемых оценочных скоростей ветра по округам США.
- Будут ли использоваться рекомендованные модификаторы или факторы обеспечения безопасности (см. стандарт EIA/TIA-222-E).
- Будут ли подвергаться воздействию ветра элементы антенны или ее стрела (см. раздел 3.3.4.1).
- Будете ли вы устанавливать антенну на башне с кривошипным механизмом, так, чтобы можно было фиксировать ее на безопасной высоте во время сильного шторма.

На Рис.13.6 показана 3-элементная полноразмерная антенна Уда-Яги диапазона 40 метров, (поднятая на 4 м выше другой 5-элементной антенны диапазона 20 метров) с аналогичной конструкцией сужающихся элементов.

Обратите внимание на весьма незначительное провисание элементов. Телескопическая подгонка описывается в разделе 3.3.7. На Рис.13.7 и 13.8 приведены чертежи в разрезе рефлектора диапазона 40 метров, с указанием размеров в американских (дюймы) и метрических единицах.

3.3.3.1. Провисание элементов.

Хотя провисание элементов и не относится к основным параметрам разработки, я включил вычисления провисания в модуль ELEMENT STRENGTH программы YAGI DESIGN. При проектировании интересно наблюдать провисание целого элемента. Минимальное провисание говорит о хорошей механической проработке.

Хорошо известные производители антенн Уда-Яги продают полноразмерные антенны диапазона 40 метров, для которых имеют чрезмерное провисание более чем в 200 см. Это свидетельство довольно плохой инженерной работы. Слишком большое провисание указывает на то, что где-то вдоль элемента имеется излишний вес, который не дает вклад в прочность элемента. На провисание каждой секции элемента влияет:

- Собственный вес секции.
- Момент, создаваемый секцией (секциями), лежащими ближе к концу элемента.
- Длина секции.
- Диаметр секции.
- Толщина стенки секции.
- Модуль упругости используемого материала.

Общее провисание элемента является суммой провисаний всех секций.

Модуль упругости – мера того, насколько материал может быть деформирован (изогнут, растянут) без причинения постоянной деформации. Модуль упругости для всех алюминиевых сплавов составляет 700 000 кг/кв.см (9 935 000 фунт/кв.дюйм). Это означает, что элемент из более прочного сплава продемонстрирует тот же изгиб, что и элемент, сделанный из материала с меньшей прочностью.

Рефлектор диапазона 40 метров, описанный выше, имеет расчетное провисание 129.5 см, не принимая во внимание влияние стальной вставки (сцепки). Стальная сцепка уменьшает провисание примерно до 91 см. Это впечатляющий результат для антенны Уда-Яги диапазона 40 метров. При должном масштабировании, это провисание сравнимо с провисанием большинства коммерческих антенн диапазона 20 м. После монтажа элемента его полное провисание оказалось практически таким же, что и рассчитанное по программе.

3.3.3.2. Расчет элемента с использованием американских материалов.

Разработка элемента начинается со стандартной трубы длиной 144 дюйма. В таблицах 13.3 и 13.4, приведенных ниже в тексте, содержится перечень некоторых стандартных типоразмеров, доступных в США. Доступность алюминиевых трубок и труб обсуждается в разделе 3.3.6.

Для двух секций большего диаметра я использую алюминиевую трубу большего типоразмера. Остальные секции изготовлены из стандартных серийных трубок с толщиной стенки 0.058 дюйма. Из проектной таблицы размеров видно, что некоторые секции имеют толщину стенки 0.11 дюйма. Это означает, что мы используем для внутреннего усиления плотно вставленную секцию диаметром на 1/8 дюйма меньше.

Также таблица размеров показывает, что центральная секция не выдерживает при приближении скорости ветра к 90 миль/час. В реальности это не будет проблемой, так как для соединения двух центральных 144-дюймовых секций потребуется внутренняя вставка. Такая вставка, изготовленная из стали, достаточно прочна, чтобы выдержать общий изгибающий момент.

Коэффициент формы при изгибе для трубы равен

$$S = \delta \times \frac{OD^4 - ID^4}{32 \times OD},$$

где S – коэффициент формы при изгибе,
OD – внешний диаметр трубы,
ID – внутренний диаметр трубы.

Максимально допустимый момент для трубы вычисляется как

$$M_{max} = YS \times S,$$

где YS – предел текучести материала,
S – коэффициент формы при изгибе, как указано выше,

или

$$M_{max} = YS\times\delta\times\frac{OD^4 - ID^4}{32\times OD}.$$

Предел текучести изменяется в очень большой степени [964, стр 7-3]. Для различных сплавов стали он может изменяться от 21 кг/кв.мм (29 800 фунт/кв.дюйм) до 50 кг/кв.мм (71 000 фунт/кв.дюйм).

Для стальной вставки с внешним диаметром 2 дюйма, изготовленной из высоко эластичной стали с пределом текучести 55 000 фунт/кв.дюйм может потребоваться толщина стенки 0,15 дюйма, чтобы выдержать максимальный момент в 19 622 дюймо-фунтов в центре рефлектора, рассчитанного на диапазон 40 метров.

Заметьте, что провисание элемента (42,1 дюйма со стальной сопрягающей вставкой 2 x 40 дюймов) очень близко к результату, полученному при расчете элемента в метрических единицах.

Очевидно, что для оптимизированного элемента антенны Уда-Яги (при заданной допустимой скорости ветра) провисание элемента всегда будет одним и тем же, какая бы схема расчета сужающегося элемента ни была применена. Другими словами, хороший элемент антенны Уда-Яги диапазона 40 метров, способный противостоять скорости ветра 140 км/ч (87 миль/час), должен иметь провисание не более, чем примерно 100 см (40 дюймов), будучи сконструирован полностью из трубчатых частей. Большее провисание указывает на плохую разработку.

3.3.3.3. Активный элемент и директор.

Так как мы уже разработали самый длинный элемент, то можем легко сконструировать и более короткие. Следует рассмотреть использование «обрезков», оставшихся от рефлектора для использования в директоре (экономичный проект). В таблице 13.1 в метрических и американских единицах приведены длины секций для построения 3-элементной антенны Уда-Яги, конструкция №10 из базы данных программы YAGI DESIGN. Как правило, если рефлектор выдерживает ветер 144 км/час, то директор и активный элемент смогут противостоять ветру в 170 км/час.

3.3.3.4. Окончательный расчет элементов.

После того, как окончено механическое проектирование элементов, необходимо рассчитать окончательную длину концов элементов с помощью программного модуля ELEMENT TAPER.

3.3.4. Проектирование стрелы.

Теперь, когда мы имеем надежные элементы антенны диапазона 40 метров, нужно обратить внимание на стрелу. Когда ветер дует на стрелу под прямым углом, наибольшее ветровое давление прикладывается именно к стреле. В то же время, нагрузка на элементы антенны будет минимальной.

Не существует других промежуточных углов, отличных от 90 гр., когда нагрузка на стрелу больше.

Таблица 13.1. Размеры рефлектора, активного элемента и директора 3-элементной антенны Уда-Яги диапазона 40 метров.

Секция	Диаметр/стенка	Директор	Вибратор	Рефлектор
1	60/5	300	300	300
2	50/5	285	285	285
3	35/2	60	85	84
4	30/2	60	112	100
5	25/1.5	135	135	176
6	15/1	60	80	82
7	12/1	111	80	113
Общая длина (см)		1011	1077	1150
Секция	Диаметр/стенка	Директор	Вибратор	Рефлектор
1	2.375/0.154	144	144	144
2	1.00/0.109	55	66	66
3	1.25/0.11	34	42	50
4	1.00/0.11	30	30	30
5	1.00/0.058	30	38	42
6	0.625/0.11	18	15	21
7	0.625/0.058	28	20	34
8	0.50/0.058	60	63	65
Общая длина (см)		399	428	452

Замечание: в данном проекте используется стрела диаметром 75 мм (3 дюйма), элементы крепятся к стреле с помощью U-образных шпилек (длина 300 мм, ширина 150 мм, высота 70 мм). Проект является только примером. Первым препятствием при изготовлении антенны станет доступность материалов.

3.3.4.1. Ориентация антенны под ветром.

Все мы знаем часто задаваемый вопрос: «Что ориентировать по направлению ветра – элементы или стрелу?». Ответ прост.

Если площадь стрелы меньше площади всех элементов, то устанавливайте стрелу перпендикулярно ветру. И наоборот. Проиллюстрируем это несколькими цифрами для антенны диапазона 40 метров. Вычисления проводились для скорости ветра 140 км/час, точка крепления к мачте в середине стрелы.

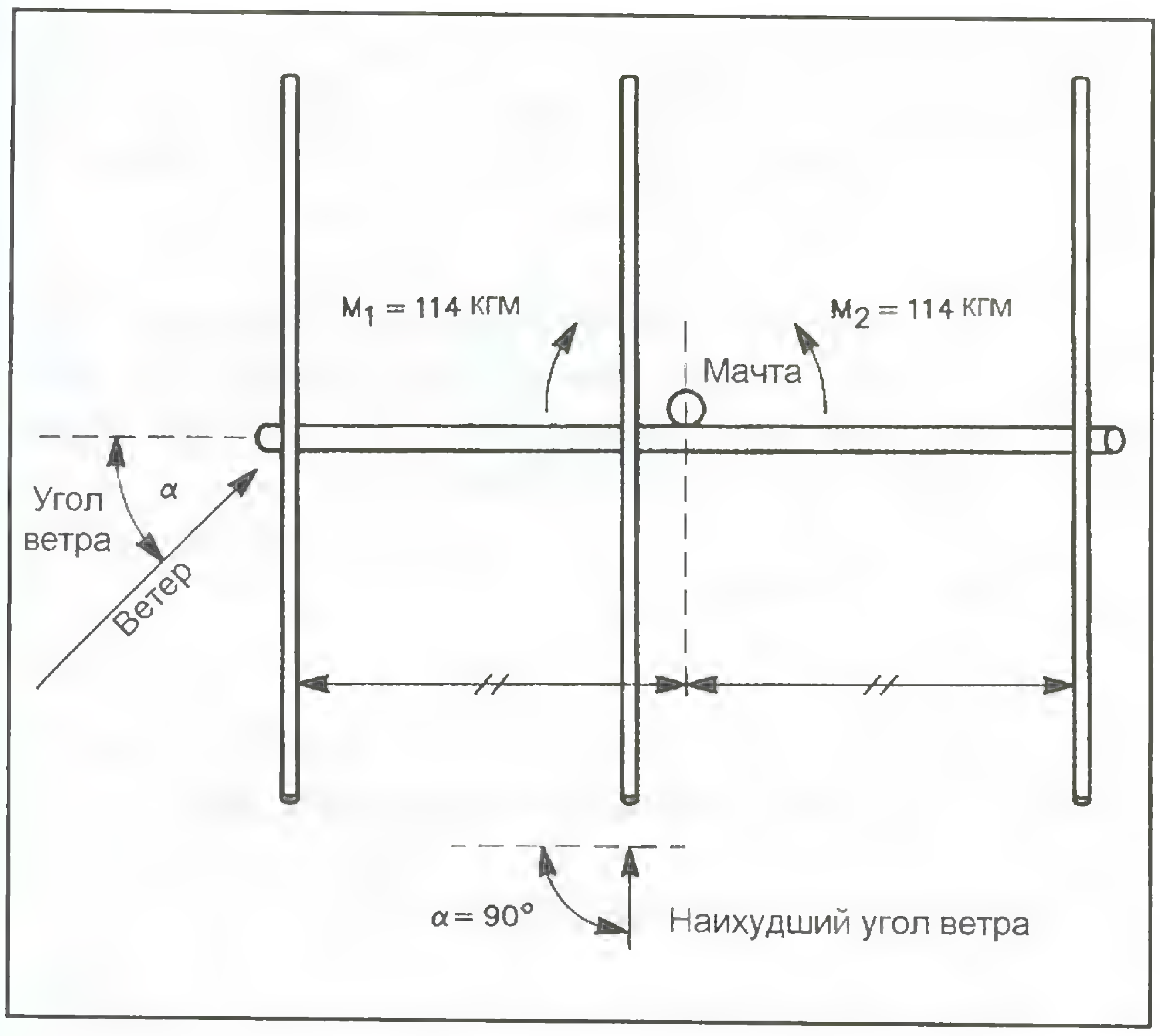


Рис.13.9. Моменты, воздействующие на стрелу при ветре в горизонтальной плоскости. Силы, воздействующие на элементы, не вносят вклад в изгибающие моменты стрелы; они только создают сжимающее усилие вдоль стрелы (см. текст). Наибольший момент возникает при ветре, дующем под углом 90 гр. к стреле.

При нулевом угле ветра по отношению к элементам (ветер дует поперек элементов):

· Момент в стреле в горизонтальной плоскости: ноль.

· Нажим на мачту 323 кг.

· Максимальный изгибающий момент в элементах.

При ветровом угле 90 гр. (ветер дует поперек стрелы)

· Момент в стреле 114 кг/м

· Нажим на мачту 87 кг.

· Минимальный изгибающий момент в элементах.

Приведенные значения рассчитаны с помощью модуля MECHANICAL YAGI BALANCE программы YAGI DESIGN.

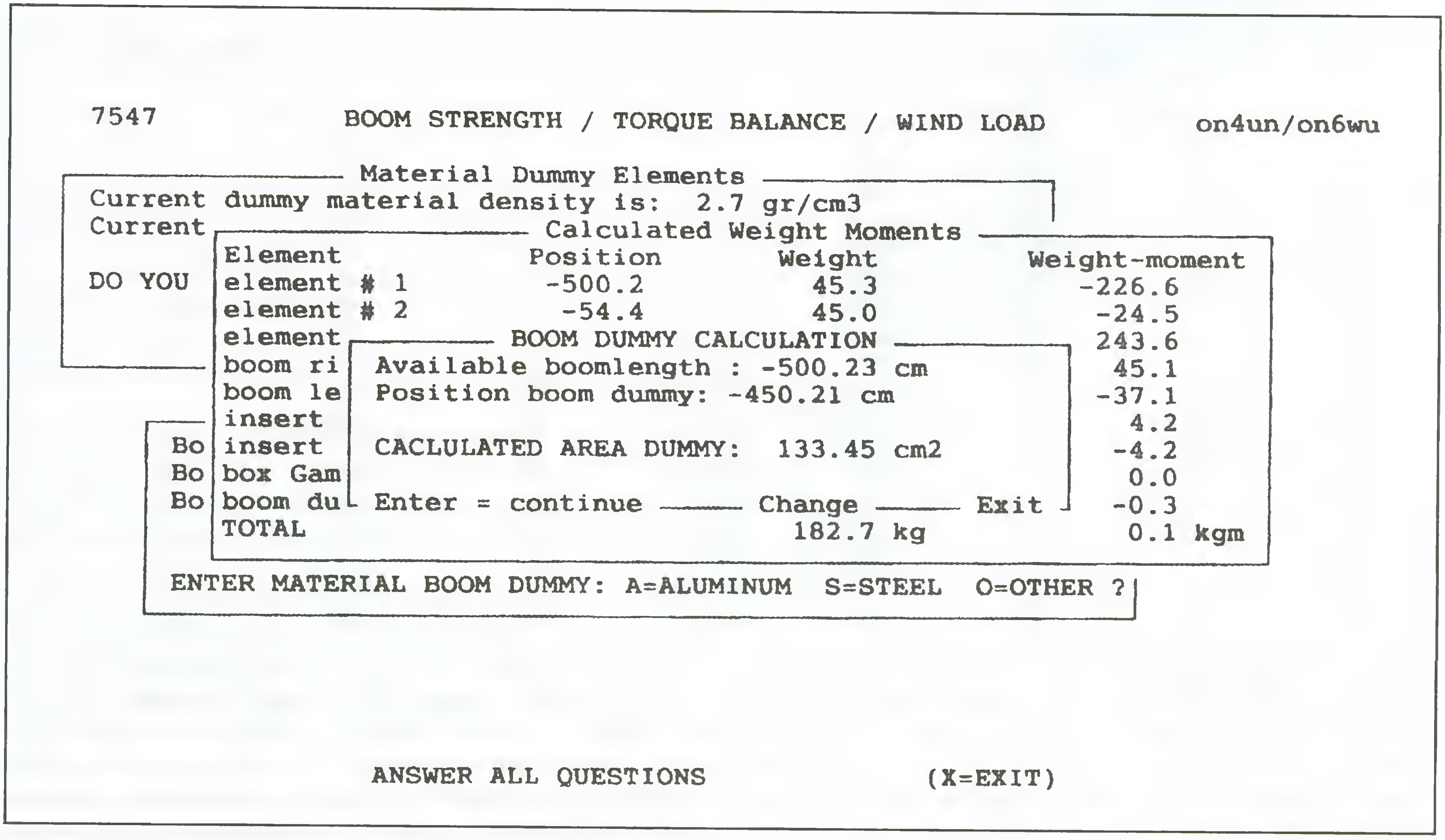
Из этого примера ясно, что при сильном ветре следует всегда ориентировать стрелу перпендикулярно ветру. При расчете и конструировании поворотного механизма следует учитывать, что в наихудшем случае ветровая нагрузка на мачту составит 323 кг.

Полагаться на то, что реальное положение антенны будет зависеть от направления ветра для минимизации безопасных допусков – опасная практика, которую не следует применять. Это не означает, что в случае сильного ветра не нужно выбирать «лучшее» положение антенны для облегчения нагрузки на антенну (или ее части), однако такое облегчение следует рассматривать только как дополнительный запас.

Замечание: для антенн с длинной стрелой на высоких частотах (например, 6-элементная антенна диапазона 10 метров), логичной будет ориентация элементами перпендикулярно ветру.

3.3.4.2. Балансировка веса.

На Рис.13.9 я предположил, что антенна крепится к мачте в своем физическом центре.



```
7547            BOOM STRENGTH / TORQUE BALANCE / WIND LOAD          on4un/on6wu

 ──────────── Material Dummy Elements ──────────────
 Current dummy material density is:  2.7 gr/cm3
 Current ──────────── Calculated Weight Moments ────────────
         Element          Position      Weight         Weight-moment
 DO YOU  element # 1       -500.2        45.3             -226.6
         element # 2        -54.4        45.0              -24.5
         element ──── BOOM DUMMY CALCULATION ──────        243.6
         boom ri  Available boomlength : -500.23 cm         45.1
         boom le  Position boom dummy: -450.21 cm          -37.1
         insert                                              4.2
    Bo   insert   CACLULATED AREA DUMMY:  133.45 cm2        -4.2
    Bo   box Gam                                             0.0
    Bo   boom du  Enter = continue ─── Change ─── Exit      -0.3
         TOTAL                           182.7 kg            0.1 kgm

    ENTER MATERIAL BOOM DUMMY: A=ALUMINUM  S=STEEL  O=OTHER ?

                  ANSWER ALL QUESTIONS            (X=EXIT)
```

Рис.13.10. Распечатка экрана WEIGHT BALANCE (балансировка веса) из программного модуля YAGI MECHANICAL BALANCE. Точка крепления к мачте сдвинута на 25 см к рефлектору для обеспечения баланса моментов стрелы и получения нулевого усилия скручивания в мачте.

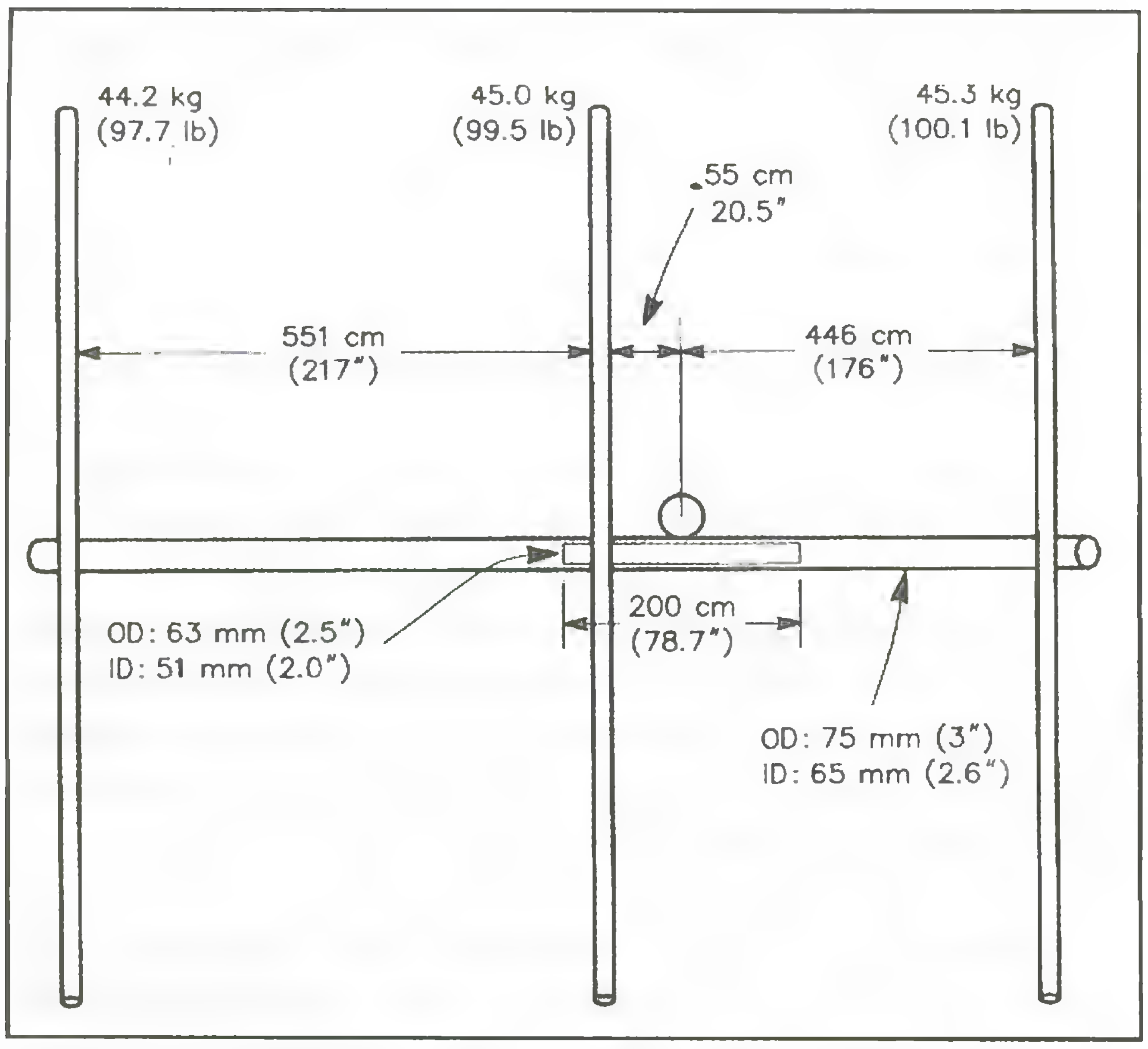


Рис.13.11. Чертеж 3-элементной сбалансированной антенны Уда-Яги диапазона 40 метров, показана внутренняя сочленяющая вставка. Чистый вес антенны без корпуса согласующей цепи (содержит согласующие гамма и омега емкости) и без узла крепления к мачте, составляет 184 кг.

Так как активный элемент смещен к рефлектору, антенна не будет сбалансирована. Хорошая физическая проработка должна иметь результатом совершенно сбалансированную по весам антенну, так как исключительно трудно удержать на мачте неуравновешенного монстра диапазона 40 метров, при установке его на поворотную мачту. Очевидным решением будет смещение точки крепления антенны к мачте так, чтобы добиться совершенного равновесия.

Программный модуль MECHANICAL YAGI BALANCE производит весовое балансирование антенн Уда-Яги. На Рис.13.10 приведена распечатка таблицы со сбалансированной антенной.

Программа автоматически вычисляет требуемую площадь противовеса, применяемого для минимизации скручивающего усилия (см. раздел 3.3.4.3). При расчете баланса весов принимаются во внимание:

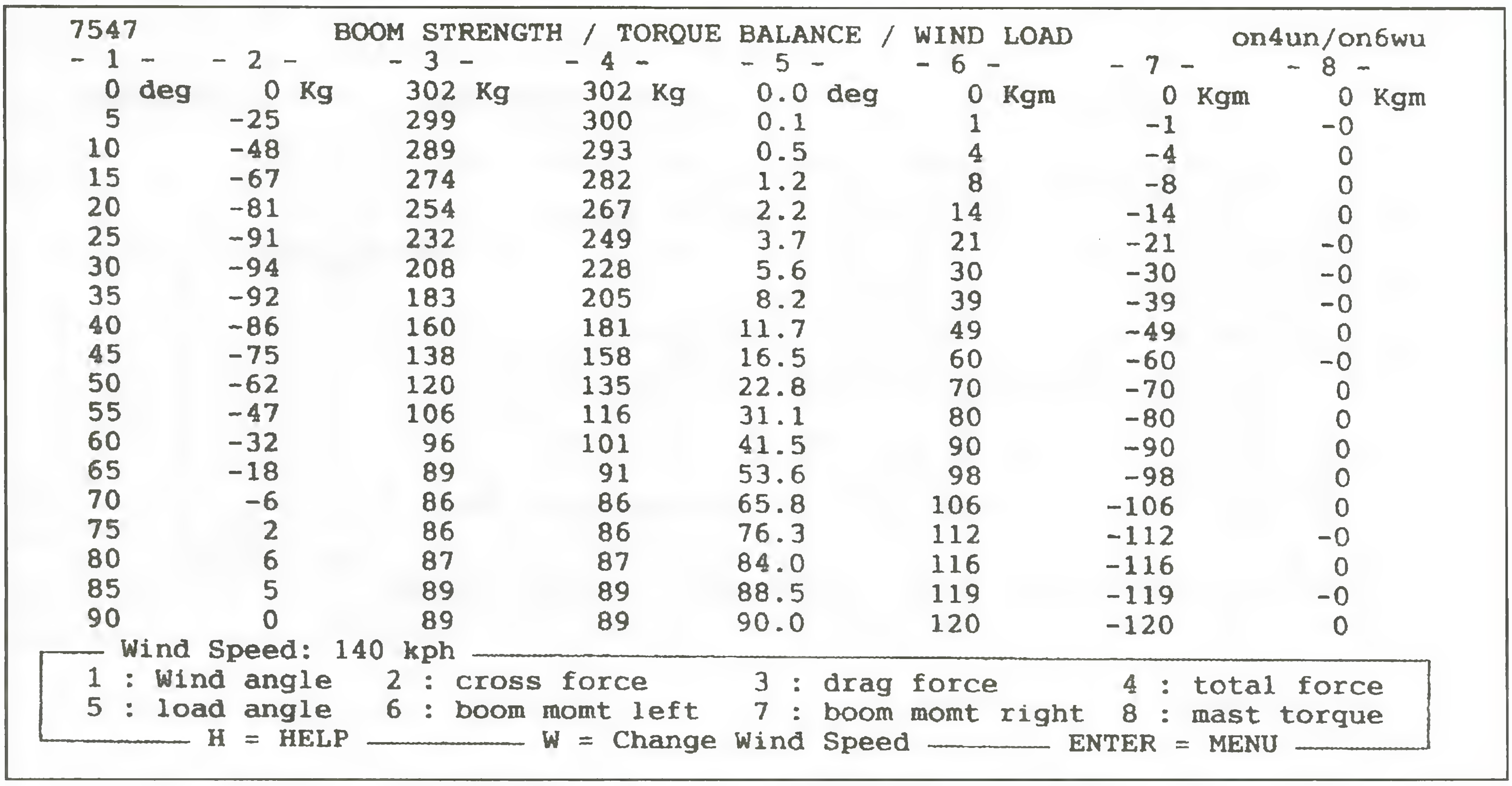
- Элементы антенны
- Стрела
- Сочленяющая вставка в стреле (если есть)
- Противовес (см. раздел 3.3.4.3)
- Корпус согласующей цепи (содержащий согласующие гамма и омега компоненты).

На Рис.13.11 приведен чертеж хорошо сбалансированной антенны. В этом примере не учитывался корпус согласующей цепи.

Небольшое смещение активного элемента антенны позволит избежать конфликта между точками крепления антенны к мачте и точкой крепления активного элемента.

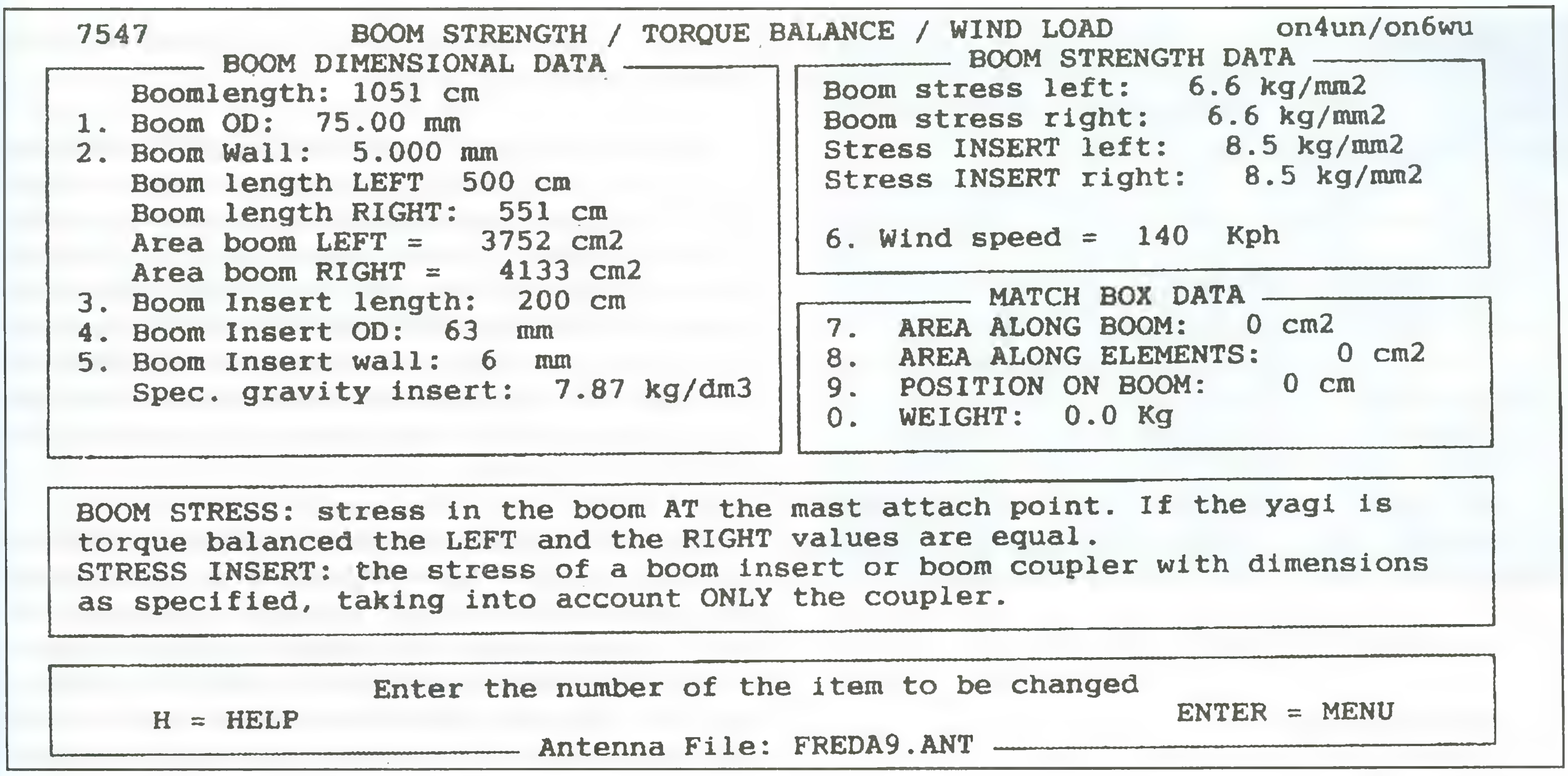
3.3.4.3. Балансировка вращающего момента.

Причины появления вращающего момента мачты были описаны в разделе 3.3.2. Если изгибающий момент с одной стороны мачты не равен изгибающему моменту с другой стороны, то возникнет скручивающее мачту усилие.



```
 7547           BOOM STRENGTH / TORQUE BALANCE / WIND LOAD          on4un/on6wu
 - 1 -    - 2 -     - 3 -     - 4 -      - 5 -      - 6 -       - 7 -      - 8 -
   0 deg     0 Kg   302 Kg    302 Kg     0.0 deg      0 Kgm       0 Kgm      0 Kgm
   5       -25      299       300        0.1          1          -1         -0
  10       -48      289       293        0.5          4          -4          0
  15       -67      274       282        1.2          8          -8          0
  20       -81      254       267        2.2         14         -14          0
  25       -91      232       249        3.7         21         -21         -0
  30       -94      208       228        5.6         30         -30         -0
  35       -92      183       205        8.2         39         -39         -0
  40       -86      160       181       11.7         49         -49          0
  45       -75      138       158       16.5         60         -60         -0
  50       -62      120       135       22.8         70         -70          0
  55       -47      106       116       31.1         80         -80          0
  60       -32       96       101       41.5         90         -90          0
  65       -18       89        91       53.6         98         -98          0
  70        -6       86        86       65.8        106        -106          0
  75         2       86        86       76.3        112        -112         -0
  80         6       87        87       84.0        116        -116          0
  85         5       89        89       88.5        119        -119         -0
  90         0       89        89       90.0        120        -120          0
 ── Wind Speed: 140 kph ─────────────────────────────────────────────────────
 1 : Wind angle   2 : cross force      3 : drag force       4 : total force
 5 : load angle   6 : boom momt left   7 : boom momt right  8 : mast torque
 ──────── H = HELP ─────── W = Change Wind Speed ─────── ENTER = MENU ──────
```

Рис.13.12. Распечатка экрана программы YAGI MECHANICAL DESIGN. В колонке 4 перечислены ветровые нагрузки в антенне. В колонке 5 показаны углы нагрузок. Угол нагрузки обычно не совпадает с направлением ветра (см. в тексте). В колонках 6 и 7 содержатся моменты стрелы в точке крепления к мачте, и колонка 8 содержит результирующий вращающий момент в мачте. Вращающий момент равен нулю, если моменты стрелы одинаковы по обе стороны от мачты.



```
7547         BOOM STRENGTH / TORQUE BALANCE / WIND LOAD         on4un/on6wu
 ────── BOOM DIMENSIONAL DATA ──────       ────── BOOM STRENGTH DATA ──────
    Boomlength: 1051 cm                    Boom stress left:   6.6 kg/mm2
 1. Boom OD:  75.00 mm                     Boom stress right:   6.6 kg/mm2
 2. Boom Wall:  5.000 mm                   Stress INSERT left:   8.5 kg/mm2
    Boom length LEFT  500 cm               Stress INSERT right:   8.5 kg/mm2
    Boom length RIGHT:  551 cm
    Area boom LEFT =   3752 cm2            6. Wind speed =  140  Kph
    Area boom RIGHT =   4133 cm2
 3. Boom Insert length:  200 cm            ────── MATCH BOX DATA ──────
 4. Boom Insert OD:  63  mm                7.  AREA ALONG BOOM:   0 cm2
 5. Boom Insert wall:  6  mm               8.  AREA ALONG ELEMENTS:    0 cm2
    Spec. gravity insert:  7.87 kg/dm3     9.  POSITION ON BOOM:    0 cm
                                           0.  WEIGHT:  0.0 Kg

 BOOM STRESS: stress in the boom AT the mast attach point. If the yagi is
 torque balanced the LEFT and the RIGHT values are equal.
 STRESS INSERT: the stress of a boom insert or boom coupler with dimensions
 as specified, taking into account ONLY the coupler.

              Enter the number of the item to be changed
    H = HELP                                              ENTER = MENU
 ──────────────── Antenna File: FREDA9.ANT ────────────────
```

Рис.13.13. Момент стрелы в 120 кг/м (см. Рис.13.14) дает нагрузку в материале 8,5 кг/кв.мм для сопрягающей вставки с наружным диаметром 63 мм, с толщиной стенки 6 мм. Если сопрягающая вставка не используется, стрела имеет наружный диаметр 75 мм и толщину стенки 5 мм, то нагрузка составляет 6,6 кг/кв.мм. В окончательной конструкции антенны диапазона 40 метров используется стальная сопрягающая вставка. Это означает, что вся нагрузка ложится на вставку. Как описано в тексте, нагрузка на стрелу в вертикальной плоскости за счет веса в три раза больше нагрузки в горизонтальной плоскости за счет ветра!

Один момент пытается повернуть мачту по часовой стрелке, другой момент против часовой стрелки. Если эти моменты не равны по величине, то возникнет разностный момент, который называется вращающим моментом мачты.

Другими словами, ветер, дующий на одну половину стрелы, пытается повернуть мачту в одном направлении, тогда как ветер, дующий на другую половину, поворачивает антенну в другом направлении. Только в случае, когда площади стрелы по обе стороны мачты одинаковы, антенна является сбалансированной. Ветровая площадь элементов и их положение на стреле не влияют на вращающий момент, так как направление силы, возникающей в элементах под воздействием ветра, всегда перпендикулярно самому элементу, т.е. направлено вдоль стрелы. Таким образом, ветровая площадь элемента не дает вклада в моменты стрелы, а вместо этого создает в ней растягивающее или сжимающее усилие (также см. раздел 3.3.2).

Вращающий момент при сильном ветре может превратить антенну в ветряную мельницу. Хорошее механическое проектирование дает антенну, полностью свободную от вращающего момента мачты при всех направлениях ветра.

Во время упражнений с балансировкой веса мы слегка сдвигали точку крепления к мачте для достижения баланса. Это может привести к неравенству моментов ветра по разные стороны мачты. Для восстановления баланса возле конца короткой половины стрелы крепится небольшой ветровой противовес. На Рис.13.10 показан расчет площади противовеса с помощью программы. Пластина площадью 133 кв.см должна быть закреплена на расстоянии 50 см от рефлектора для достижения баланса вращающего момента.

3.3.4.4. Моменты стрелы.

На Рис.13.12 приведен список моментов в стреле после балансировки вращающего момента. Обратите внимание, что нулевой вращающий момент достигается при всех углах ветра. Изгибающие моменты стрелы немного увеличились со 114 кг/м для «несбалансированной по весу» антенны до 120 кг/м после балансировки и добавления ветрового противовеса. Это небольшая цена за получение сбалансированной антенны.

На Рис.13.13 приведены все данные, относящиеся к проектированию стрелы. Усилия в материале приведены для стрелы и сопрягающей вставки. Усилия в стреле имеют значение только для цельной стрелы. Для стрелы, состоящей из двух половин, всю нагрузку принимает сопрягающая вставка.

Следует отметить, что даже для скорости ветра 140 км/ч нагрузки достаточно малы. Но, так как мы, вероятно, ставим стрелу «по ветру» при сильных ветрах (раздел 3.3.4.1), то целесообразно построить ее с большим запасом прочности. Также, как указано выше, скорость ветра в 140 км/ ч не включает различные факторы и модификаторы, которые могут быть описаны в стандарте EIA/TIA-222.

Доказательством плохой инженерной проработки является конструкция стрелы, которая требует поддерживающих тросов для противостояния ветру. Если оттяжки применяются для обеспечения требуемой прочности, то их установка требуется как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях. Тросы могут применяться для устранения провисания. Это может быть сделано только с косметической целью, чем по соображениям прочности.

Трехсторонние оттяжки могут оказаться необходимыми при наличии вертикальных порывов ветра (станции на вершине горы) для предотвращения пляски стрелы вверх и вниз при восходящих потоках воздуха.

3.3.4.5. Провисание стрелы.

Разработанная сейчас стрела будет выдерживать ветер в 140 км/ч, с хорошим запасом. Та же самая стрела, без всякой ветровой нагрузки, будет непрерывно испытывать значительный изгибающий момент в вертикальной плоскости, вызванный весом самой стрелы и элементов.

На Рис.13.14 показаны силы и размеры, формирующие эти моменты. Весовые моменты были рассчитаны ранее при расчете весового баланса антенны. (См. Рис.13.12).

Весовые моменты «слева» от мачты:

Элемент №1: -226.6 кг/м

Элемент №2: -24.5 кг/м

Левая часть стрелы: -37.1 кг/м

Вставка в стреле, левая часть: -4.2 кг/м

Ветровой противовес: -0.3 кг/м

Всего: -292.7 кг/м.

Весовые моменты «справа» от стрелы:

Элемент №3: 243.6 кг/м

Правая часть стрелы: 45.2 кг/м

Вставка в стреле, правая часть: 4.2 кг/м

Всего: 293 кг/м.

Весовой момент слева от мачты практически такой же, что и справа от мачты и антенна сбалансирована по весу.

Здесь еще один сюрприз: весовая нагрузка на стрелу в вертикальной плоскости (293 кг/м) почти в три раза больше, чем ветровая нагрузка в горизонтальной плоскости при ветре 140 км/ч (120 кг/м).

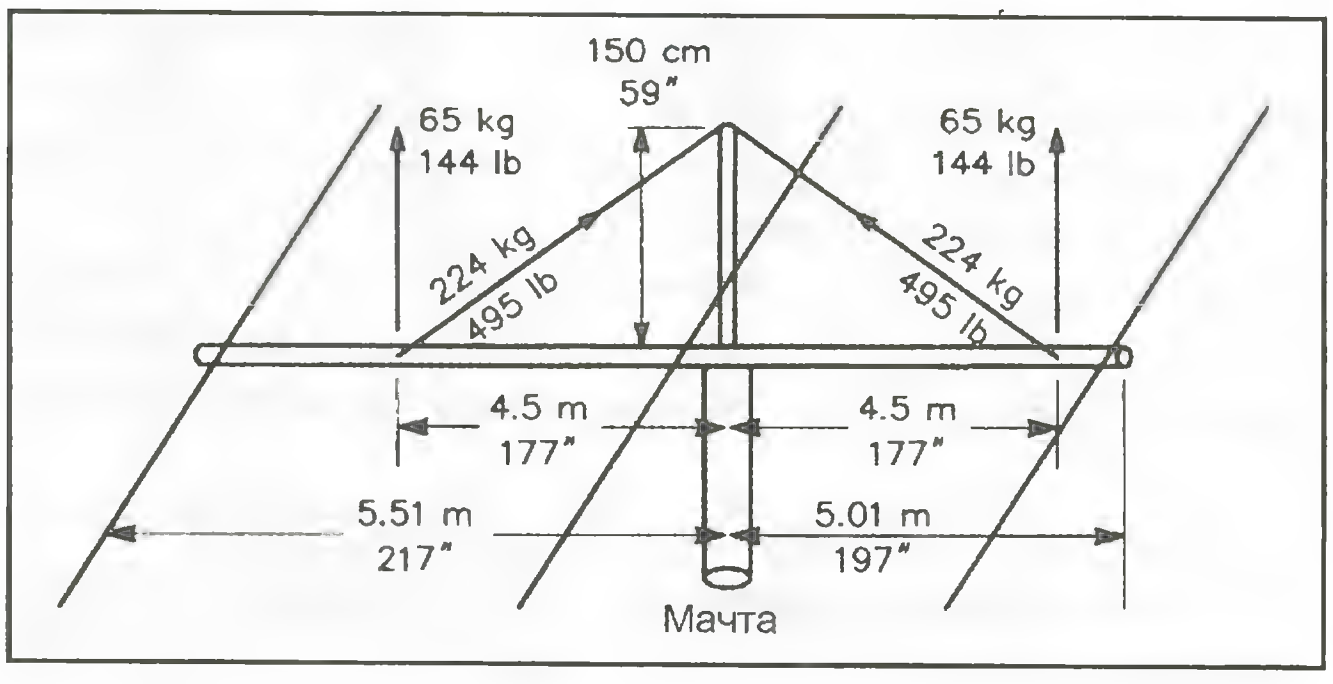


Рис.13.14. Чертеж оттяжек стрелы с указанием сил и напряжений. Поддерживающие стрелу оттяжки не устанавливаются для обеспечения дополнительной прочности; они только поддерживают стрелу для устранения провисания, вызванного весовой нагрузкой на стрелу.

Максимально допустимый изгибающий момент для стальной вставки в стрелу с диаметром 63 мм и толщиной стенки 6 мм составляет 613 кг/м, согласно вычислениям по уравнению 13.2 для предела текучести 20 кг/кв.мм. Стальная сопрягающая вставка имеет двукратный запас по нагрузке в вертикальной плоскости (весовая нагрузка). Весовая нагрузка в стреле часто является основополагающим условием, которое определяет размеры стрелы для больших антенн Уда-Яги на низкочастотных диапазонах с тяжелыми элементами.

Стрела, в которой используется рассчитанная выше стальная вставка, не требует поддерживающих тросов для дополнительной прочности. Однако, высокая весовая нагрузка от очень длинных элементов, находящихся на концах стрелы, вызывает существенное провисание стрелы. В диапазоне 40 метров провисание стрелы составляет около 65 см, которое слишком велико с косметической точки зрения. 10 см провисания приходится на собственный вес стрелы и 55 см вызваны весом элементов.

Доказательством хорошей инженерной проработки является устранение провисания при помощи наклонных поддерживающих тросов. Две половины стрелы поддерживаются двумя парами параллельных оттяжек, закрепленных на стреле на расстоянии 4.5 м от точки подвеса на мачту. Оттяжки, в свою очередь, опираются на дополнительную поддерживающую мачту, изготовленную из стальной трубы внешним диаметром 35 мм, которая приварена к основной мачте (см. Рис.13.14).

Удерживаемый вес вычисляется делением момента (рассчитанного выше) на расстояние между точкой крепления оттяжки и серединой стрелы (или точкой крепления к мачте).

Вертикальное усилие = 293 кг-м / 4.5 м = 65 кг.

Учитывая, что обе половины стрелы висят на мачте, каждая из оттяжек должна выдерживать вычисленный выше вес, деленный на синус угла между оттяжкой и стрелой.

Усилие в тросе = 65 кг / sin 17^0 = 65 / 0,29 = 223 кг.

Замечение: Лисон в своей публикации [964] рассмотрел вопросы, связанные с поддержкой стрелы с помощью оттяжек. В рассмотренном выше примере мы использовали оттяжки не для придания дополнительной прочности стреле, а только для устранения провисания. Использование оттяжек является не просто задачей о моментах, но и задачей о нагруженной балке, где в роль играют прочность стрелы и сила сжатия, вызванная тросами (обычно в 3 направлениях). В нашем случае эти силы настолько малы, что можно упростить модель, что и было сделано. Мы предполагали, что стрела имеет достаточную поперечную прочность (которую следует вычислить). Для решения задачи об оттяжках подразумевалось, что стрела является незакрепленной консолью. Фактически стрела закреплена, и это добавляет запас прочности.

Если используется одножильный стальной трос, то для безопасного удержания такого веса требуется трос с диаметром 6 мм (0.24 дюйма). Я использую два 4-мм троса из кевлара (в США также известен как филлистран). Я использую его, так как он достался бесплатно, а также не требует разделения на части изоляторами (кевлар полностью диэлектрический материал, имеющий ту же прочность на разрыв и удлинение под нагрузкой, что и сталь). Я не рекомендую использовать талрепы, так как они могут оказаться слабым звеном во всей системе. Кроме того, талрепы из нержавеющей стали исключительно дороги. Если используются два троса, то нужно применять выравниватель усилия, для того, чтобы нагрузки в обоих тросах были точно одинаковы. В случае двух оттяжек без выравнивания один из них примет на себя большую часть нагрузки.

Рассмотрим в деталях, почему я использую две параллельные оттяжки. На Рис.13.15 показана вершина поддерживающей мачты, на которой смонтированы треугольные пластины из нержавеющей стали. Пластины могут вращаться вокруг их точки крепления, которая представляет собой нержавеющий болт диаметром 1 см. Оттяжки крепятся с помощью соответствующих деталей (очень важно – проконсультируйтесь с поставщиком троса!) к основанию треугольников. Поворачивающиеся пластины служат двум целям:

- Выравнивают усилия в двух оттяжках.

- Служат визуальным индикатором состояния оттяжек.

Если с одним из тросов что-то происходит, то треугольная пластина поворачивается вокруг своей точки крепления. В то же время (если верно сконструировано) второй трос продолжает удерживать стрелу, хотя и с гораздо меньшим запасом прочности.

Для того, чтобы установить поддерживающие тросы и настроить систему на минимальное провисание без использования талрепов, положите стрелу концами на две прочные подставки. Таким образом, получается прогиб в другую сторону. Поднимите центр стрелы для контроля обратного прогиба. Теперь подбирайте положения точек крепления оттяжек для получения желаемой конфигурации.

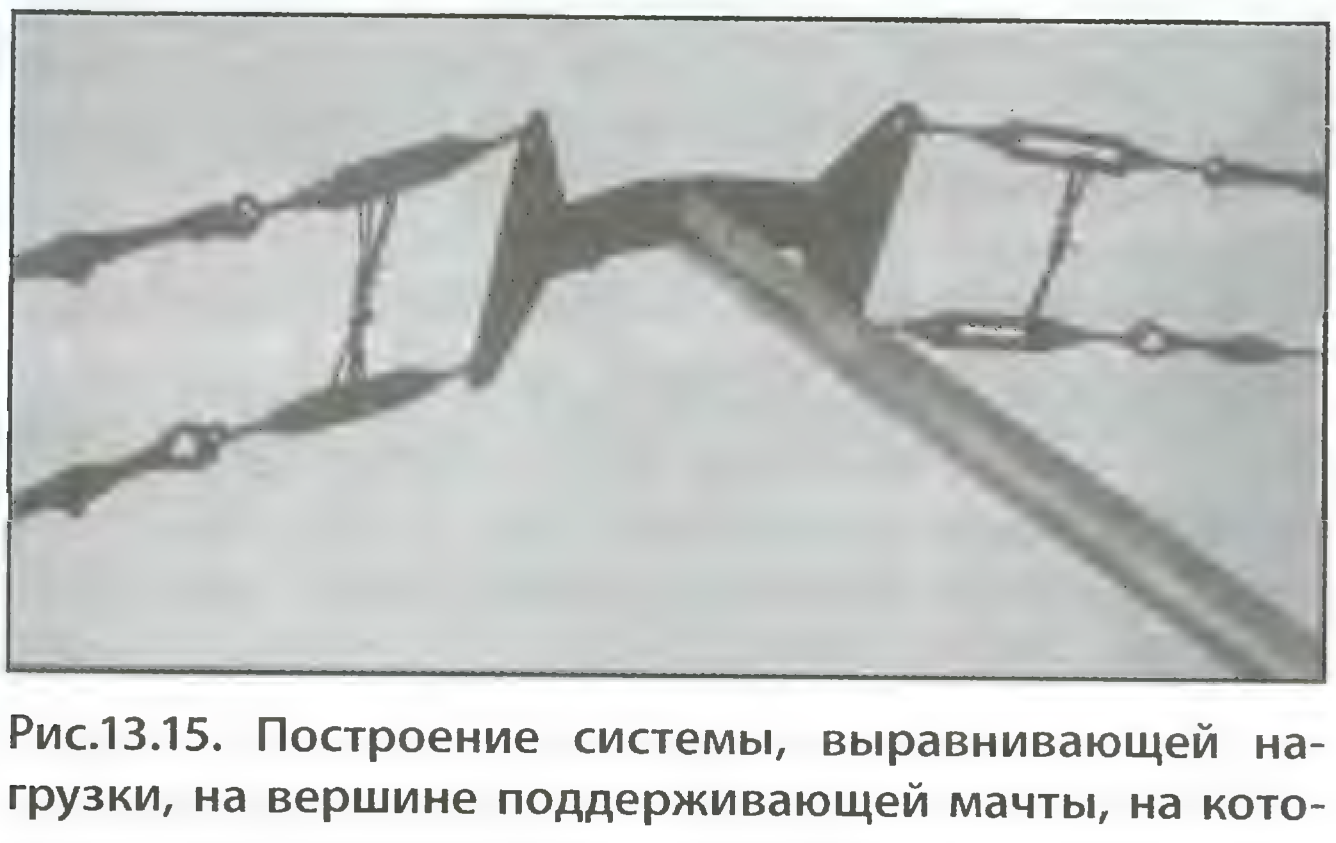


Рис.13.15. Построение системы, выравнивающей нагрузки, на вершине поддерживающей мачты, на которую опираются две пары оттяжек. Треугольная пластина может свободно вращаться вокруг 10-мм болта, что обеспечивает выравнивание усилия в двух тросах. Детали описаны в тексте.

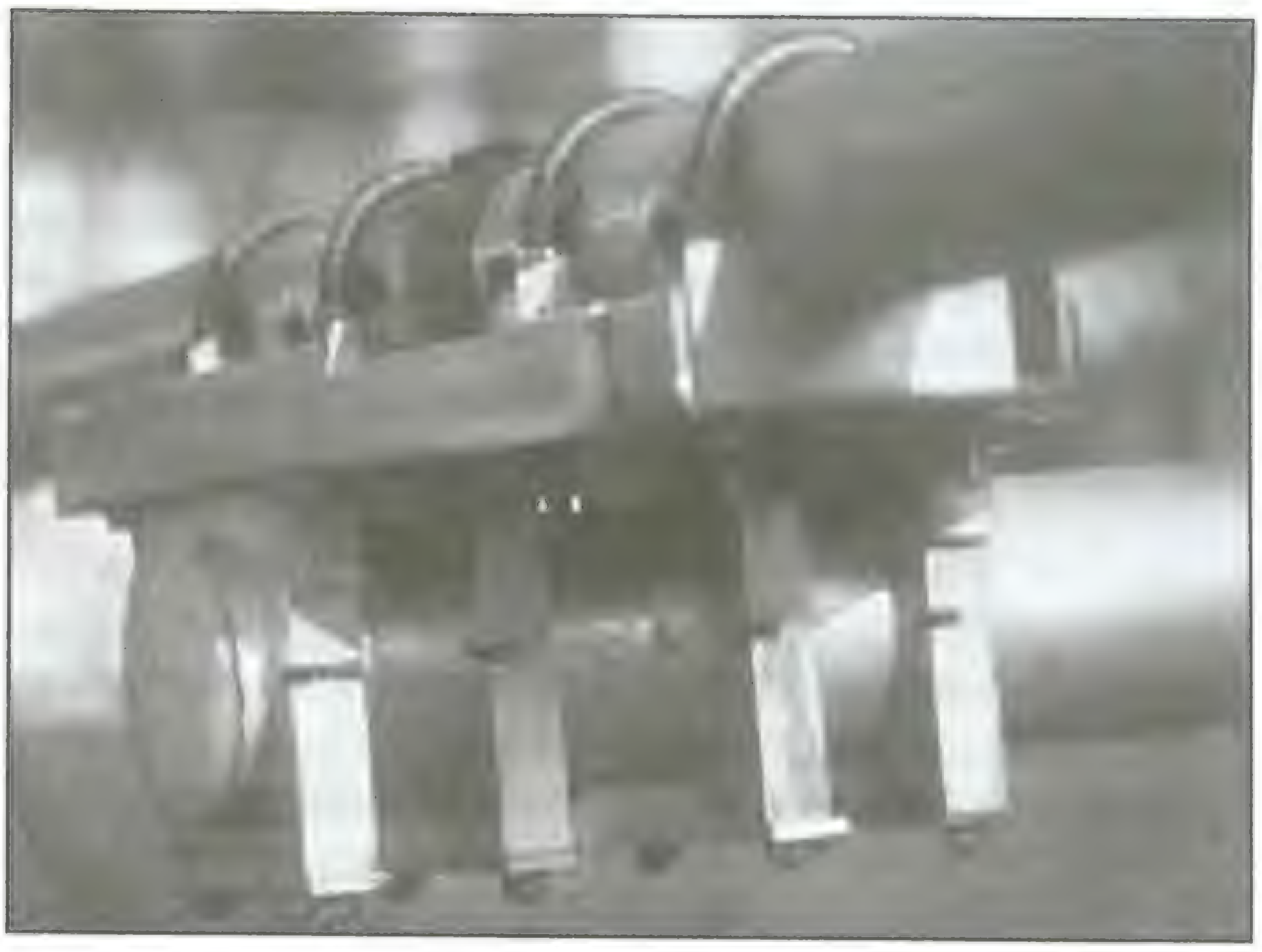


Рис.13.16. Система крепления элементов к стреле, антенна Уда-Яги диапазона 40 метров.

Убедитесь, что тросы надлежащим образом оконцованы. Если обжатие производится с недостаточной силой, наконечники не удержатся долго. Это особенно важно при использовании кевларового троса.

3.3.5. Крепление элементов к стреле и стрелы к мачте.

При весе элементов более 40 кг, крепление стрелы к мачте при длине рычага в 5 м должно производится с особой тщательностью. На этот узел воздействуют весьма значительные силы, которые появляются при повороте антенны (начало поворота и окончание) и при раскачивании стрелы под ветром.

После первоначальных неудач, я разработал систему крепления элемента к мачте, состоящую из трех U-образных профилей из нержавеющей стали (длиной 50 см), сваренных вместе. Элемент крепится внутри центрального профиля с помощью четырех U-образных болтов и алюминиевых седловин толщиной 12 мм. Система из четырех парных седловин с болтами используется для закрепления всего узла на стреле (см. Рис.13.16).

Необходимо использовать седловины с обеих сторон. Опорная прочность U-образных болтов без использования седловин на обеих сторонах далеко недостаточна для обеспечения надежного закрепления элемента при сильном ветре. Никогда не используйте U-образные болты, изготовленные из прутка с винтовой нарезкой, непосредственно на стреле. Если они сдвинутся хотя бы на волос, то станут отличным напильником, который проделает замечательный надрез на стреле в один момент.

В центре стрелы я смонтировал пластину из нержавеющей стали шириной 60 см и толщиной 1 см, к которой приварена поддерживающая мачта для крепления оттяжек стрелы. Стрела закрепляется на пластине с помощью 8 U-образных болтов с седловинами, соответствующими внешнему диаметру стрелы в 75 мм (см. Рис.13.17). Эта пластина крепится к такой же пластине (приваренной к поворотной мачте) всего четырьмя болтами из нержавеющей стали диаметром 18 мм.

3.3.5. Материалы.

В странах с метрической системой мер (в основном в Европе) алюминиевые трубы обычно доступны отрезками по 6 м. В таблице 13.2 приведен перечень доступных труб с указанием диаметра и веса. Алюминиевый прокат качества F22 (Al Mg Si 0,5%) легко доступен в Европе длинами по 6 м. Предел текучести для этого материала равен 22 кг/мм^2.

Таблица 13.2. Размеры и вес алюминиевых труб марки F22.

Диаметр мм	Стенка мм	Вес г/м	Диаметр мм	Стенка мм	Вес г/м
10	1	76	40	1.5	489
12	1	93	44	2	541
13	1	103	48	1.5	603
14	1	110	50	5	1923
16	1	127	50	2	820
19	1.5	227	52	1.5	654
20	1.5	235	57	2	940
22	2	339	60	5	2350
22	1.5	261	60	3	1460
25	2.5	477	62	2	1040
25	2	398	70	5	2757
25	1.5	298	70	3	1718
28	1.5	336	80	5	3181
30	3	687	80	4	2579
30	2	484	84	2	1385
32	1.5	387	90	5	3605
35	2	564	100	5	4029
36	1.5	438	100	2	1676
40	5	1495	110	5	4485
40	2	644			

Таблица 13.3. Перечень доступных в США алюминиевых трубок.

Диаметр дюйм	Стенка дюйм	Вес фунт/фут	Диаметр дюйм	Стенка дюйм	Вес фунт/фут
0.25	0.058	0.04	1.5	0.083	0.43
0.375	0.058	0.07	1.625	0.058	0.34
0.5	0.058	0.10	1.75	0.058	0.36
0.625	0.058	0.12	1.75	0.083	0.51
0.75	0.058	0.15	2.0	0.065	0.45
0.875	0.058	0.18	2.0	0.083	0.59
1.0	0.058	0.20	2.5	0.058	0.74
1.125	0.058	0.23	2.5	0.083	1.1
1.25	0.058	0.26	3.0	0.065	1.33
1.375	0.058	0.28			
1.5	0.058	0.31			
1.5	0.065	0.34			

Таблица 13.4. Перечень доступных в США труб большего диаметра.

Диаметр дюйм	Стенка дюйм	Диаметр дюйм	Стенка дюйм
1.05	0.113	1.90	0.109
1.05	0.154	1.90	0.145
1.315	0.133	1.90	0.2
1.315	0.179	2.375	0.065
1.66	0.065	2.375	0.109
1.66	0.109	2.375	0.154
1.66	0.140	2.375	0.218
1.66	0.191	2.875	0.203
1.90	0.065	2.875	0.276

В таблицах 13.3 и 13.4 приведен перечень материала различных размеров, доступного в США. В книге ARRL Antenna Book также приведено большое количество размеров алюминиевых труб. Убедитесь, что вы точно знаете, какой сплав покупаете. Наиболее распространенные марки алюминия в США следующие:

6061-T1. предел текучести 24.7 кг/мм^2,

6063-T6, предел текучести 17.6 кг/мм^2,

6063-T832, предел текучести 24.7 кг/мм^2,

6063-T835, предел текучести 28.2 кг/мм^2.

Экономичные длины.

При проектировании антенны Уда-Яги должно быть уделено большое внимание полному использованию всех отрезков 6-метровых труб для максимального использования всего приобретенного материала. Подходящим перекрытием секций будет 15 см (6 дюймов). Таким образом, эффективный раскрой 6-метровой заготовки составит 285, 185, 135, 85 и 60 см.

В США алюминий поставляется 12-футовыми заготовками. В этом случае экономически эффективный раскрой

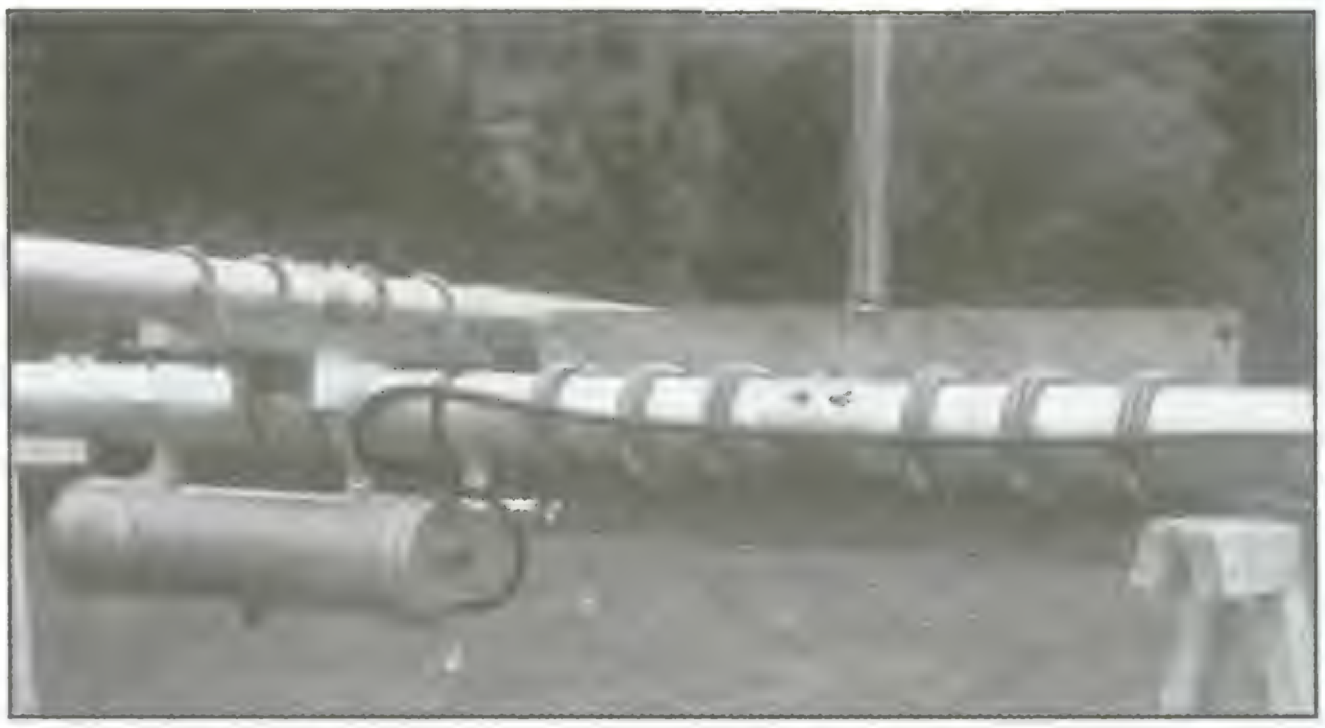


Рис.13.17. Согласующая цепь «омега» и корпус из пластиковой водосточной трубы, содержащий два переменных конденсатора. Обратите внимание также на пластину крепления к мачте, изготовленную из нержавеющей стали толщиной 1 см. Стрела монтируется на пластине с помощью 8 U-образных болтов и двойных седловин.

(исключая 6-дюймовые перекрытия) будет 66, 42, 30, 22,8 дюйма и т.д.

3.3.7. Телескопические сочленения.

Хорошо подходящие телескопические сочленения делаются следующим образом. С помощью ножовки по металлу сделайте два пропила на длину 30 см вдоль конца секции большего диаметра. Чтобы избежать коррозии, при сборке секций используйте соответствующее количество Penetrox (поставляемой Burndy) или другой подходящей смазки. Хомутами из нержавеющей стали закрепите внешний элемент на внутреннем (с амортизирующим материалом, если нужно). Секции с большими диаметрами и толстыми стенками предпочтительно скреплять 6 или 8 мм болтом из нержавеющей стали в отверстие с нарезанной резьбой.

Трубы метрических типоразмеров не обеспечивают плотного телескопического сочленения, которое получается при использовании американских труб с шагом по диаметру 0.125 дюйма и толщиной стенок 0.058 дюйма. В лучшем случае, между внешним диаметром меньшей трубы и внутренним диаметром большей трубы остается разница в 1 мм. Плотное сочленение, однако, может быть достигнуто при использовании алюминиевого амортизирующего отрезка толщиной 0.3 мм. Американские трубы с шагом по диаметру 0.125 дюйма и толщиной стенки 0.058 дюйма обеспечивают очень хорошее сочленение. Разрез вдоль конца, хомут, саморез и термоусадочная трубка делают это надежное соединение еще лучше.

Иногда приходится использовать секции, у которых внешний диаметр меньшей части равен внутреннему диаметру большей части. Для получения сочленения сделайте разрез длиной примерно 5 см (2 дюйма) в меньшей части. Удалите все опилки и вкручивайте меньшую секцию в большую на глубину, в 3 раза большую длины разреза (т.е., 15 см). Это следует проделывать после нагрева внешней трубы (в пламени газовой горелки) и охлаждения внутренней (в ледяной воде). Нагретая секция расширится, тогда как охлажденная сожмется.

Используйте пластиковый молоток подходящего размера и достаточно силы, чтобы быстро вогнать меньшую трубу внутрь большей, пока действует эффект температурного расширения. В результате операции может быть получено неразрушаемое опрессованное сочленение. Саморез или болт, закрученный в отверстие с резьбой - это все, что нужно для гарантии.

При некоторых обстоятельствах требуется значительная разница в диаметрах секций. В этом случае нужно так называемое кольцо. Кольцо – это 15 см отрезок алюминиевой трубы, изготовленный с нужными внешним и внутренним диаметром для компенсации разницы между диаметрами секций. Кольцо часто может быть изготовлено из труб с большей толщиной стенок.

Я всегда надеваю и осаживаю на каждом сочленении сужающихся секций отрезок термоусадочной трубки. Это обеспечивает хорошую защиту соединений и делает элемент полностью водонепроницаемым.

3.3.8. Характеристики материалов и условия проектирования.

Все вышеприведенные вычисления проводились для статического случая, предполагая, что ветер дует в горизонтальной плоскости с постоянной скоростью. Динамическая модель весьма сложна и не входит в рамки этой книги. Однако, если проводить проектирование точно по изложенной методике, применяемой также в программе YAGI DESIGNER, то разработанная антенна будет противостоять заданной силе ветра, даже в «нормальных» динамических условиях, что подтверждается практикой.

Антенна Уда-Яги диапазона 40 метров была разработана для противостояния скорости ветра 140 км/час, согласно стандарту EIA/TIA-222-E. Скорость 140 км/час не включает в себя никакого запаса или других дополнительных факторов.

Наибольшим вкладом всех приведенных вычислений является то, что при нагрузке, напряжения во всех критических точках антенны должны оставаться примерно равными. Другими словами, механическая конструкция должна быть хорошо сбалансирована, так как прочность всей системы определяется прочностью ее самой слабой части.

Убедитесь, что вы точно знаете характеристики применяемых материалов. Предел текучести для разных типов сталей, и, в особенности, для нержавеющих сталей может отличаться в три раза! Не делайте предположений. Убедитесь.

3.3.9. Отделка элементов.

В качестве последнего штриха я всегда покрываю элементы антенны тремя слоями прозрачного лака для металла. Это сохраняет алюминиевые элементы блестящими и красивыми на долгое время.

3.3.10. Обледенение.

Обледенение существенно снижает допустимую максимальную скорость ветра. К счастью, сильное обледенение не часто сопровождается сильными ветрами, исключая очень жесткие внешние условия (в районе полюсов).

Здесь, в Северной Бельгии, мы почти не принимаем обледенение в расчет, однако представляет интерес оценить поведение антенны при наличии ледовой нагрузки.

В таблице 13.5 приведена зависимость максимально допустимой скорости ветра и провисания элементов антенны от радиальной толщины льда. При увеличении толщины льда в первую очередь сломаются концевые секции элементов. Рефлектор из вышеприведенного проекта (в метрических единицах) выдерживает до разрушения нагрузку льда толщиной до 16 мм. В то же время провисание концов рефлектора увеличивается от 100 см безо льда и примерно до 500 см под ледовой нагрузкой. Если антенна должна быть построена с учетом большой ледовой нагрузки, следует начинать с более толстых трубок на концах элемента. Программный модуль ELEMENT STRENGTH поможет всего за несколько минут спроектировать элемент, отвечающий вашим требованиям.

3.3.11. Усталость материала.

Часто можно наблюдать, что элементы, в особенности легкие (с тонкими стенками и рассчитанные на малые скорости ветра), начинают колебаться (флаттер) даже при умеренном ветре. Концы элемента могут вибрировать с размахом в 10 см. При этих условиях через некоторое время наступит механическое разрушение. Механизм этого разрушения связан с усталостью материала.

Вибрации элементов можно избежать, используя при построении прочные секции с толстыми стенками. Избегайте слишком легких концевых секций.

Не рекомендуются секции с диаметром менее 15 мм, хотя для антенн диапазона 40 метров этого трудно избежать. По всей длине элемента я пропускаю 8-мм нейлоновый шнур, который свободно лежит внутри элемента. Этот шнур демпфирует все собственные колебания, которые могут возникнуть в элементе.

На концах элемента шнур закрепляется с помощью хорошей дозы силиконового каучука, впрыскиваемого в конец элемента и на конец шнура. Затем конец закрывается термоусадочным пластиковым кабельным наконечником.

На обоих концах элемента с его нижней стороны, на расстоянии около 5 см от конца, следует просверлить небольшие (3 мм) отверстия для стекания конденсата, который может накопиться внутри элемента.

Таблица 13.5. Ледовая нагрузка на 40-м стрелу.

Радиальная толщина льда		Максимальная скорость ветра		Провисание	
мм	дюйм	км/час	миль/час	см	дюйм
2.5	0.1	116	72	132	52
5.0	0.2	96		183	72
7.5	0.3	79	49	242	95
10	0.4	64	40	310	122
12.5	0.5	47	29	386	152
15	0.6	25	15	435	171
16	0.63	0	0	Разрушение	

Замечание: Как и проектировалось, элемент Яги разрушается при радиальной толщине льда 16 мм и нулевой ветровой нагрузке или при меньшей ледовой нагрузке в сочетании с ветром. Конструкция не оптимизирована для противостояния ледовой нагрузке. Оптимизированные конструкции используют элементы, которые все более толстые, особенно кончик.

3.3.12. Согласование антенны.

Последнее, что нужно сделать с конструкцией, это согласование входного импеданса антенны (28 Ом) с сопротивлением фидера (50 Ом).

Очевидно, лучше выбрать схему омега-согласования:

- Не требуется разделение элемента (механическое осложнение).
- Не нужна подстройка гамма-стержня.
- Полностью настраивается от центра антенны.

Два конденсатора устанавливаются в корпусе, изготовленном из 50-см отрезка пластиковой водосточной трубы (наружный диаметр 15 см), который крепится под стрелой вблизи активного элемента (Рис.13.17). Это весьма гибкий путь построения конструкционных корпусов для конденсаторов гамма и омега схем. Водосточные трубы доступны разных диаметров, длина отрезка может быть выбрана любой. Для заглушения концов имеются крышки, которые придают профессиональный вид и полностью защищают от воды.

Разработка схемы омега-согласования в деталях описана в разделе 3.10.2. На Рис.13.18 приведена зависимость КСВ, как она выводится на экране Alpha Network Analyzer. Ширина полосы частот по уровню КСВ < 1.5 составляет 210 МГц.

3.3.13. Башня, мачта, подшипники мачты, приводной вал и привод.

Если вы хотите получить долговечную антенну Уда-Яги низкочастотного диапазона, вам следует обратить надлежащее внимание не следующее:

- Башня.
- Поворотная мачта.
- Подшипники мачты.
- Поворачивающий привод.
- Приводной вал.

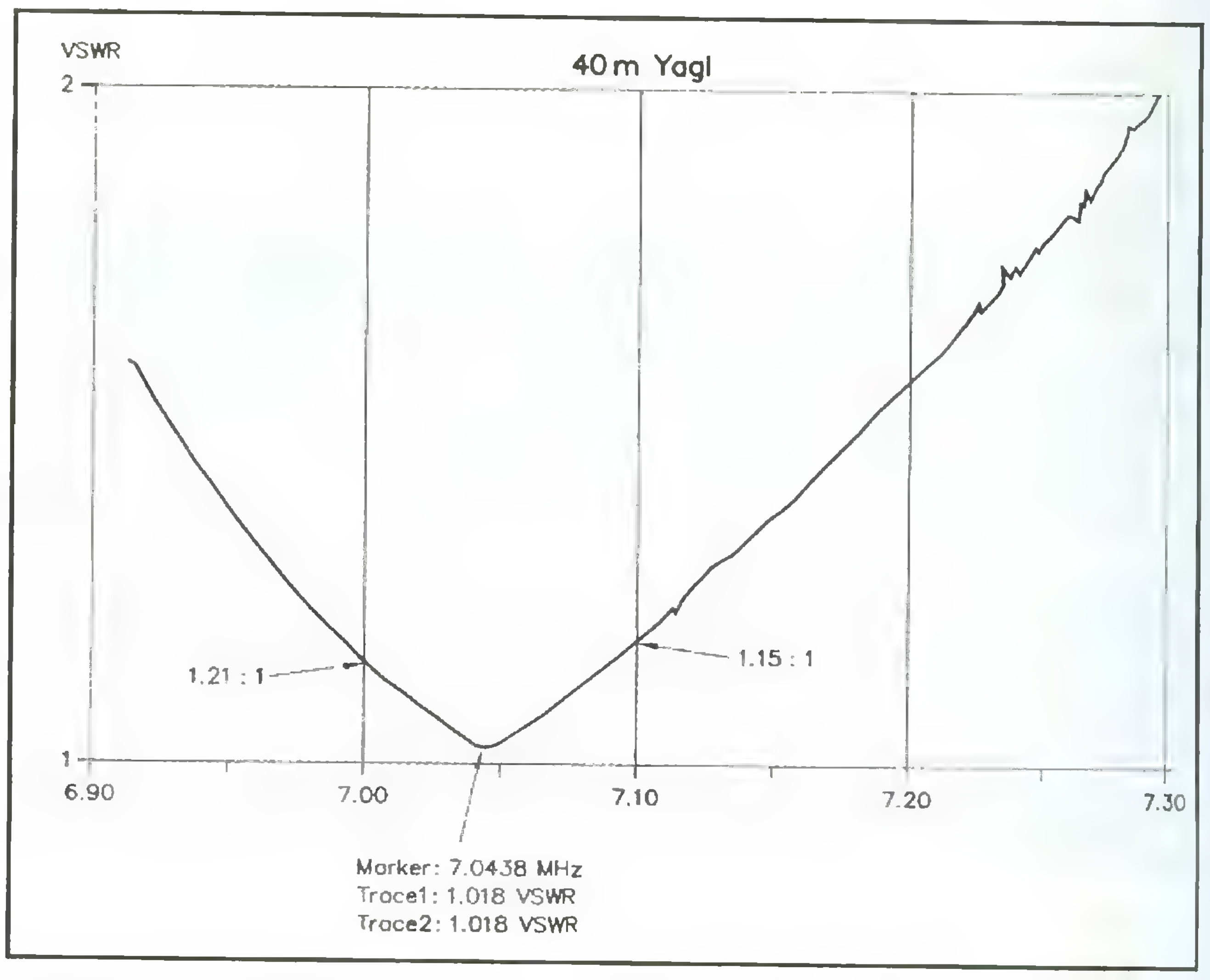


Рис.13.18. Зависимость КСВ для антенны Уда-Яги диапазона 40 метров, как она изображается на экране компьютера при работе Alpha Network Analyzer.

3.3.13.1. Башня.

Вероятно, изготовитель вашей башни захочет узнать ветровую площадь вашей антенны. Или, возможно, у вас есть башня, выдерживающая на вершине конструкцию с ветровой площадью 2 кв. м. Достаточно ли этого для антенны диапазона 40 метров?

Определение ветровой площади антенны – проблема очень неоднозначная. Ветровая нагрузка (сила) вызывается ветром, бьющим в поверхность, подставленную ветру. Нагрузка является результатом умножения динамического давления ветра на обдуваемую площадь, с так называемым коэффициентом сопротивления, который связан с формой тела, обдуваемого ветром. Очевидно, что сила сопротивления ветру у плоского тела (пластины) весьма отличается (больше) от силы сопротивления шара или трубы.

Это означает, что при задании или вычислении ветровой площади антенны, мы всегда должны указывать, эквивалентна ли эта площадь площади плоского тела (что должны быть стандартом) или эта площадь всего лишь означает сумму площадей проекций элементов (или стрелы, в зависимости от того, чья площадь проекции больше; см. раздел 3.3.4.1).

В предшествующем случае для вычисления ветровой нагрузки следует использовать коэффициент сопротивления, равный 2.0 (согласно последнему стандарту EIA\TIA-222-E), тогда как для набора тонких и длинных труб применяется коэффициент 1.2.

Это означает, что для антенн, содержащих только трубчатые элементы (вибраторы и стрела), плоская ветровая площадь будет на 66.6% меньше (2.0/1.2), чем площадь круглых элементов.

Антенна 40 метрового диапазона, исключая пластину крепления к мачте, поворотную мачту и все элементы согласования, имеет ветровую площадь, эквивалентную плоской пластине площадью 1.65 кв.м. Так как площадь проекции трех элементов в 2,5 раза больше площади проекции стрелы, то добавление площади за счет пластины крепления к мачте и корпуса согласующей схемы не изменяет общей ветровой площади, которая для этой антенны определяется только площадью элементов.

Ветровая площадь в эквиваленте круглого тела составляет 2.74 мм^2.

Нагрузка, создаваемая этой антенной при ветре 140 км/ ч, как показано на Рис.13.12, равна 302 кг. Эта величина приведена для скорости 140 км/ч, без всяких запасов и модификаторов. Обратитесь к стандарту EIA\TIA-222-E, или к вашим местным строительным организациям для уточнения.

Следует еще раз пояснить, что нагрузка в 302 кг образуется только элементами, лежащими поперек ветра. Если ветру подставлена стрела, то нагрузка на башню составит всего 90 кг. См. раздел 3.3.4.1. Однако я не советую использовать башню, которая выдерживает менее 300 кг на вершине. Рассматривайте разницу между нагрузками на стрелу и на элементы как дополнительный запас прочности.

3.3.13.2. Поворотная мачта.

Лисон [964] подробно рассмотрел вопросы построения мачт. Снова, первое, что, вероятно, вами будет руководить, это то, что вы можете найти. В любом случае, рассчитайте мачту. Моя 3-элементная антенна диапазона 40 метров находится на верху 5 м мачты из нержавеющей стали диаметром 10 см, и толщиной стенки 10 мм. Эта мачта может выдержать нагрузку в 579 кг на вершине. Я рассчитал максимальную ветровую нагрузку 302 кг (Рис.13.12). На конце 5 м балки изгибающий момент, вызванный стрелой, равен 1510 кг-м. Зная предел текучести для используемой трубы, мы можем рассчитать минимально требуемые размеры для нашей мачты, используя уравнение 13.2.

$$M_{max} = YS \times \delta \times \frac{10^4 - 8^4}{32 \times 10} = YS \times 58$$

где YS – предел текучести.

Труба из нержавеющей стали, которую я использую, имеет предел текучести 50 кг/мм^2.

$$M_{max} = 5000 \times 58 = 290{,}000 \text{ кг-см}$$

Оказывается, мы имеем запас прочности 75% относительно момента, создаваемого антенной (1510 кг-м). Я не включил в расчеты ветровую нагрузку самой мачты, но запаса более чем достаточно, чтобы покрыть ее.

В моей установке я приварил пластины на мачту на высоте, где должна быть укреплена стрела. Эти пластины являются точной копией нержавеющих пластин, закрепленных на стреле антенны (сопряжение стрела-мачта). При установке антенны на мачту, вам не придется возиться с U-болтами; две пластины скрепляются вместе по углам четырьмя 18 мм болтами из нержавеющей стали.

Одно слово о предосторожностях при работе с деталями из нержавеющей стали. Не затягивайте нержавеющие болты так, как вы это делаете с болтами из обычной стали. Они могут так крепко схватиться, что их будет очень трудно снять впоследствии. Разумно использовать специальную смазку перед сборкой нержавеющих деталей. Также, из соображений безопасности, используйте один обычный болт с дублирующим его специальным болтом с самофиксацией (с пластиковой вставкой).

Между двумя пластинами приварено несколько лестниц для обеспечения удобства работы при установке антенны.

3.3.13.3. Подшипники мачты.

Подшипники мачты – равноправная деталь всей установки. На каждой башне с поворотной мачтой должны использоваться два типа подшипников:

- Упорный подшипник, несущий осевую (вес) и радиальную нагрузку.
- Второй подшипник, несущий только радиальную нагрузку.

Упорный подшипник должен быть способен безопасно выдержать вес мачты и всей антенны. Конструкция упорного подшипника должна быть влагонепроницаемой и периодически смазываться. На Рис.13.19А показана втулка упорного подшипника, приваренная к нержавеющей мачте внутри верхней секции башни. Обратите внимание на кожух подшипника из нержавеющей стали. Подшипник имеет внутренний диаметр 120 мм, FAG модель FAG30224A (T4FB120 согласно DIN ISO 355). В моей конструкции упорный подшипник находится на 2 м ниже вершины башни.

Второй (радиальный) подшипник установлен прямо на вершине мачты и состоит из простой нейлоновой втулки с зазором примерно 1 мм от внешнего диаметра мачты.

Упорный подшипник также может быть размещен на вершине башни, а радиальный ниже него. Это не играет роли. Выбор диктуется практическими особенностями конструкции.

Вес мачты и антенны никогда не должен удерживаться поворачивающим приводом. На моей башне привод расположен на уровне земли, с длинным приводным валом, в центре самонесущей башни. Вал поддерживается упорным подшипником возле вершины мачты. Тот факт, что тяжелый приводной вал «висит» в центре башни, добавляет башне устойчивости. Замена привода может быть легко произведена. Сочленение между приводом и валом производится с помощью карданного подвеса, как показано на Рис.13.19В.

3.3.13.4. Поворачивающий привод.

Я бы не отважился применять коммерчески доступный поворачивающий привод для антенн такого размера. Используйте винтовой или большой промышленный червячный редуктор с нужным передаточным числом и двигатель.

3.3.13.5. Приводной вал.

Приводной вал – это труба, соединяющая поворотную мачту с приводом. Вал должен отвечать следующим условиям:

- Он должен иметь достаточную упругость, чтобы действовать как амортизатор при запуске и остановке двигателя. Этот эффект проявляется, когда вы запускаете привод, и антенна начинает двигаться секундой позже. Упругое действие снижает большие нагрузки на привод. Лисон [964] использовал автомобильный демпфер сцепления в качестве амортизатора.

- Вал не должен иметь излишней упругости, чтобы сохранить направление антенны при ветре. Кроме того, при слишком упругом вале возникают качания антенны, которые могут повредить ее. Ускорения и силы, возникающие в деталях крепления стрелы к мачте и на концах стрелы, могут привести к их повреждениям.

Крутящий момент деформирует (скручивает) приводной вал (полую трубу). Угол, на который скручивается вал, прямо пропорционален длине вала. На практике, нельзя допускать поворота более чем на ±30^0 при максимальном крутящем моменте.

В идеальном мире антенна Уда-Яги сбалансирована относительно крутящего момента, что означает, что даже при сильном ветре не возникает крутящего момента в мачте. На практике нет ничего истинного: завихрения ветра являются причиной того, что большая ветровая площадь антенны всегда создает большое количество кратковременных крутящих моментов.

Когда начинается вращение, инерция антенны скручивает вал. Это подтверждается тем фактом, что антенна всегда начинает вращение несколько позже включения привода. То же справедливо и при остановке вращения, когда антенна поворачивается в некоторой степени больше, прежде чем вернуться в остановленное положение.

На практике вам нужно сделать рассудительный выбор между длиной вала и его размером. Использование длинного вала и размещение привода на уровне земли имеет следующие преимущества (при невыдвижной, самонесущей башне):

- Не возникает крутящего момента в башне в точке выше установки привода.

- Двигатель на уровне земли упрощает обслуживание и контроль.

- Длинный вал работает как амортизатор крутящего момента и снижает нагрузку на двигатель.

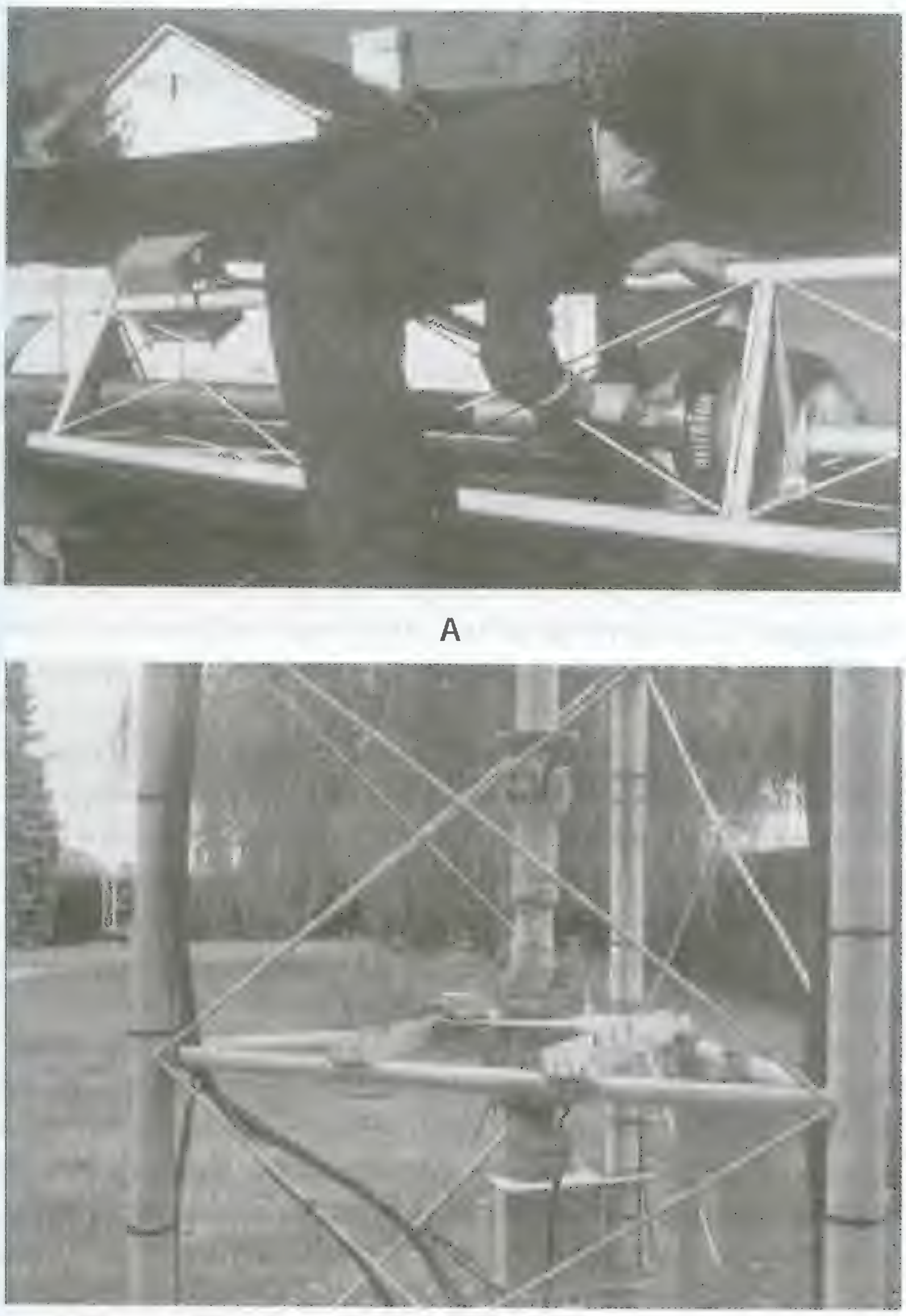
- Недостатком является то, что вам нужно иметь вал с переменной длиной, чтобы контролировать раскачивание антенны.

Расчет приводного вала.

Обратимся к разделу 3.2.1 за некоторыми определениями. Трудно, если вообще возможно рассчитать крутящий момент, вызванный завихрениями ветра. Я оценил моментальный крутящий момент в 3 раза больше, чем крутящий момент с одной стороны стрелы, который был вычислен для скорости ветра 140 км/час. Это 360 кг-м. Принимая это значение как максимальный крутящий момент на приводном валу, мы считаем, что ветер моментально принуждает антенну поворачиваться только в одном направлении, и пренебрегаем силами, пытающимися повернуть антенну в другом направлении. Дополнительно я добавляю 200% запас прочности и использую эту величину как максимальный крутящий момент для вычисления требований к приводному валу. Пока я не нашел лучшего подхода, и мой практический опыт показывает, что используя этот подход, мы получаем достаточно близкую аппроксимацию условий, которые возникают при наихудшем стечении обстоятельств.

Примем максимальный крутящий момент T = 360 000 кг-мм. Вычислим коэффициент формы при сдвиге

$$Z = \delta \times \frac{D^4 - d^4}{16 \times D}$$



А

Б

Рис.13.19. На А. Упорный подшипник на мачте с внешним диаметром 100 мм, внутри верхней секции 24 м башни у ON4UN. На В. Нижняя часть самонесущей 25 м башни (1.5 м в поперечнике), с винтовым двигателем, установленным на высоте 1 м над землей. Приводной вал соединен с винтовым двигателем с помощью карданного подвеса от большого грузовика. Установка двигателя на уровне земли упрощает обслуживание, и снижает крутящую нагрузку на башню. Кроме того, длинный вал работает как демпфер резких нагрузок (моментальных), существенно снижая нагрузку на двигатель.

Полагая следующее:

$D = 8$ см,

$d = 6{,}5$ см,

$Z = 56{,}7$ см^3.

Вычислим напряжение при сдвиге (ST)

ST = T/Z,

где Z – коэффициент формы при сдвиге
T – приложенный крутящий момент
ST = 36 000 кг-см/56,7 см^3 = 635 кг/см^2 = 63.5 кг/мм^2.

Это весьма малое значение, означающее, что труба определенно не разрушится под воздействием крутящего момента в 36 000 кг-см.

Вычислим максимальный угол скручивания (TW):

Угол скручивания вала, конечно, прямо пропорционален длине вала. В моем случае поворачивающий привод находится на 21 м ниже нижнего подшипника, что дает длину вала 21 м.

Угол скручивания вала является критической величиной для всей установки при максимальном крутящем моменте.

$$TW = \frac{T \times L}{J \times G},$$

где T – приложенный крутящий момент (360 000 кг-мм)

L – длина вала (21 000 мм).

G – модуль сдвига материала = 8000 кг/мм^2

J = коэффициент формы * радиус трубы = = 56 700 мм^3 * 40 мм = 2 268 000 мм^4

$$TW = \frac{360\,000кг \times 21\,000мм}{2\,268\,000мм^4 \times 8\,000кг/мм^2},$$

TW = 0,44 рад = 25^0.

Это означает, что предсказанный крутящий момент 360 кг-м, приложенный к валу длиной 21 м, внешним диаметром 80 мм, внутренним диаметром 65 мм, и модулем сдвига 8000 кг/мм^2, даст угол скручивания 25^0. Это приемлемое значение. Скручивание во всех случаях должно быть меньше 30^0, для того, чтобы удержать антенну под ветром от излишнего раскачивания взад и вперед.

Очевидно, что такой же результат может быть получен с более легкой, но и более короткой трубой.

3.3.14. Поднятие антенны.

3-элементная, полноразмерная антенна Уда-Яги диапазона 40 метров, построенная по методике, описанной в предыдущих параграфах, является настоящим монстром. Включая массивную пластину крепления к мачте, ее вес составляет 250 кг.

Несколько лет назад я встретил человека, имеющего свою собственную крановую компанию. Он имеет целый парк гидравлических кранов, которые очень удобны для установки больших антенн на мачты.

На Рис.13.20 изображена стрела крана, вытянутая на полную длину 48 м, опускающая 40-метровую антенну на вершину 30 м самонесущей башни.

С помощью того типа пластин крепления к мачте, который был показан на Рис.13.17, это заняло всего несколько минут для того, чтобы вставить четыре больших болта в отверстия по углам пластин и точно закрепить антенну на мачте.

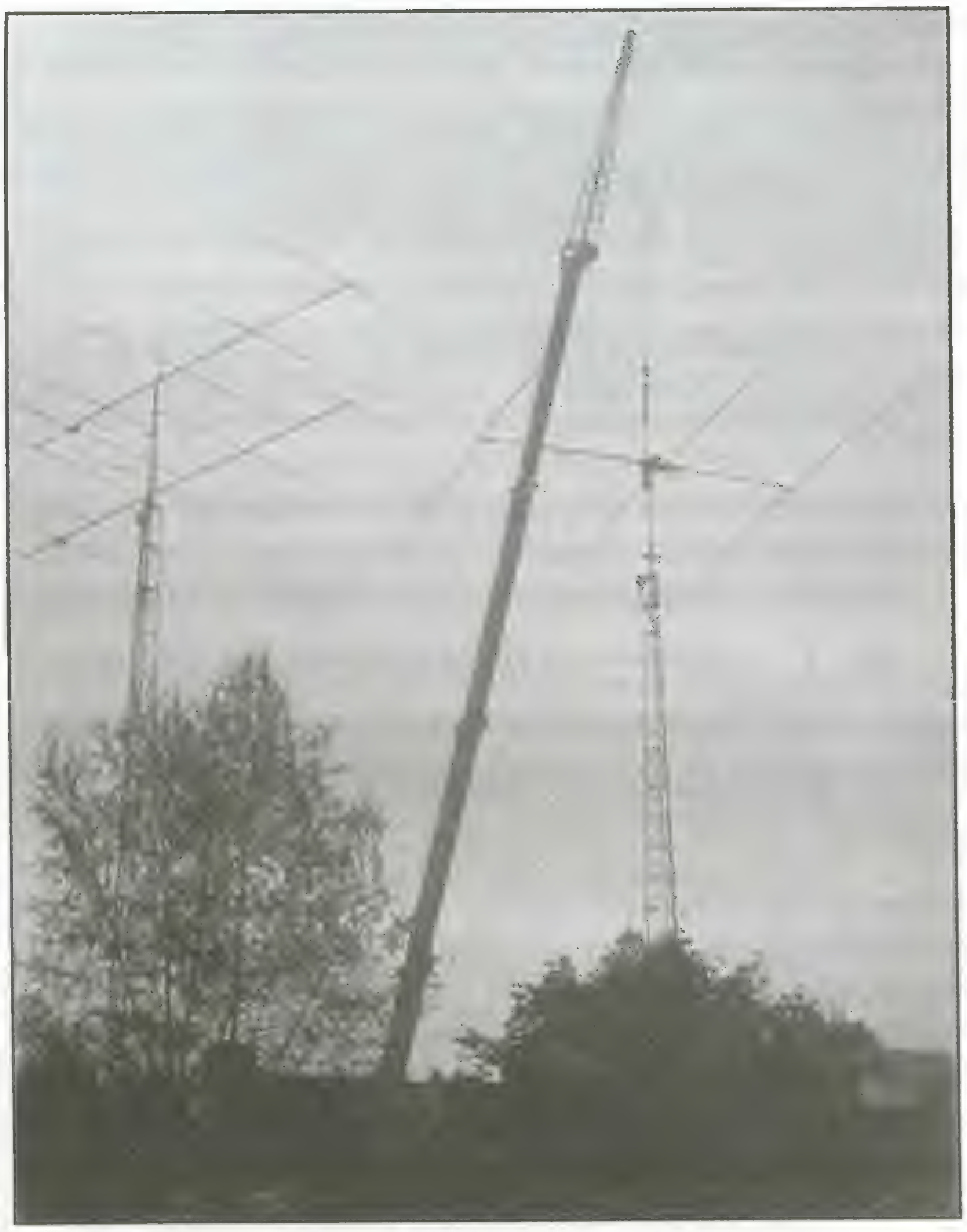


Рис.13.20. 3-х элементная полноразмерная антенна Уда-Яги диапазона 40 метров опускается на вершину поворотной мачты на высоте 30 м с помощью гидравлического крана.

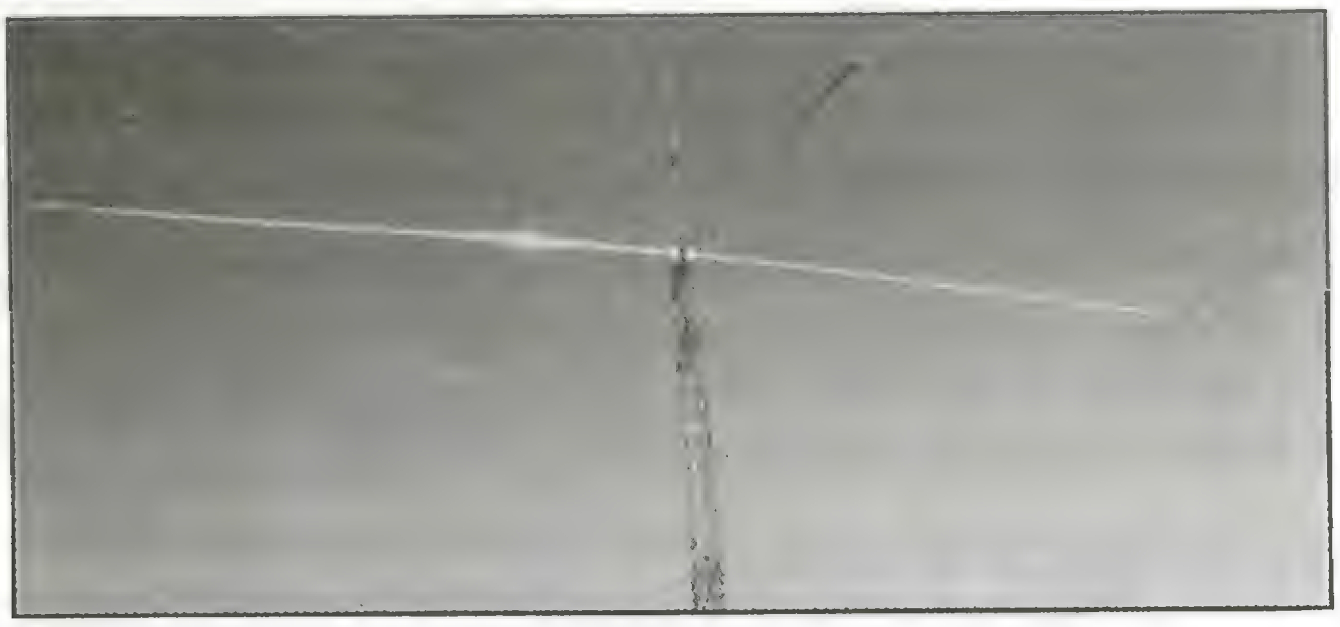


Рис.13-21. 3-х элементная антенна Уда-Яги диапазона 40 метров, установленная на вершине 21 м башни в Университете штата Пенсильвания, исследовательская лаборатория кафедры электротехники в Рок-Спрингс.

3.3.15. Выводы.

Долговечные полноразмерные антенны Уда-Яги низкочастотных диапазонов не являются результатом импровизаций. Описанная выше антенна диапазона 40 метров служит уже около 10 лет, не требуя почти никакого ремонта.

Долговечные антенны, особенно низкочастотных диапазонов являются результатом серьезного проектирования, из которого 90% приходится на долю механической проработки. Сейчас доступны программы, позволяющие разрабатывать легкие, большие низкочастотные антенны. Это делает возможным построить надежные антенные системы, намного превосходящие по своим характеристикам все, что можно найти из коммерчески доступных. Также это приносит радость превращения строительства в хобби, радость и гордость обладания бескомпромиссным оборудованием.

3.4. Ультралегкая 3-х элементная антенна Уда-Яги диапазона 40 метров с исключительными характеристиками.

Натан Миллер, NW3Z, разработал весьма привлекательную и передовую 3-х элементную антенну Уда-Яги, описанную в QST [979] (см. Рис.13.21). Ее вес составляет лишь малую часть от «линкора», описанного в разделе 3.3. Антенна может быть установлена на башне с помощью «метода сильных рук», и поворачиваться самым простым приводом хорошего качества. Антенна основана на похожей 2-элементной конструкции Джима Бреколла, WA3FET.

Кроме того, в антенне используется принцип мгновенного переворота диаграммы направленности, который я описывал около 7 лет назад в предыдущем издании этой книги (см. также раздел 3.5). В исходном состоянии в антенне используется два директора, симметрично расположенных по отношению к активному элементу. При помощи небольших реле в центре пассивного элемента включается катушка или короткий шлейф, превращающие элемент в рефлектор. Это делает возможным осуществить моментальный переворот направленности. Чтобы полностью оценить этот метод, его необходимо попробовать. Я бы сказал, что это больше подходит для серьезных соревновательных станций.

3.4.1. Электрические характеристики.

Я смоделировал антенну с помощью EZNEC как в свободном пространстве, так и над землей. Размеры, приведенные на Рис.13.22, весьма близки к опубликованным NW3Z.

В свободном пространстве антенна демонстрирует КНД 7.34 dBi, при входном сопротивлении 40.5 Ом и нагрузочной индуктивности с реактивным сопротивлением 138 Ом, согласно статье в QST.

В пределах всего 40 метрового диапазона, антенна имеет КНД от 7.1 до 7.2 dBi. Характер заднего излучения в свободном пространстве иллюстрируется Рис.13.23.

Разработка проводилась для довольно низкой добротности антенны, что дало сопротивление в точке питания около 50 Ом. Это означает, что антенна может подключаться к фидеру без всяких согласующих схем (конечно, используется симметрирующее устройство). Вычисленные на компьютере зависимости КСВ приведены в таблице 13.6.

Я также смоделировал антенну над землей, на высоте (всего) 21 м.

Если волновой угол равен 15°, то антенна на высоте 0.6 λ проигрывает около 1.5 дБ своему аналогу на высоте 1 λ, но имеет намного более высокое угловое ослабление. Высокая антенна ослабляет сигнал в переднем направлении с волнового угла 600 примерно на 8 дБ. Антенна на высоте 0.6 λ ослабляет тот же сигнал уже на 18 дБ!

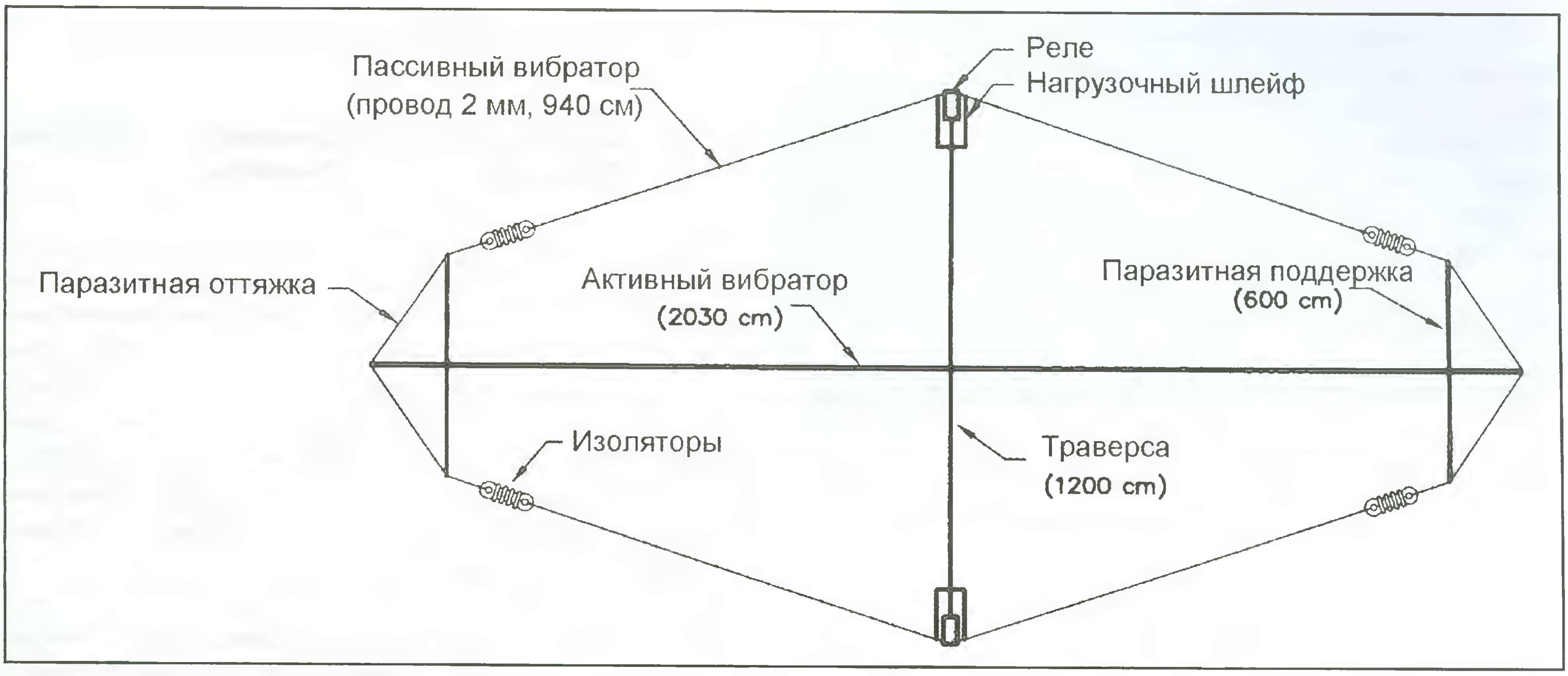


Рис.13.22. Чертеж облегченной 3-элементной антенны Уда-Яги диапазона 40 метров от NW3Z/WA3FET.

Эта антенна, доступная многим, имеет выдающиеся характеристики на высоте от 0.5 λ до 0.6 λ. На Рис.13.24 приведена диаграмма направленности для частоты 7.05 МГц. Нужно заметить, что, для получения наилучшего соотношения излучения вперед/назад на этой частоте, реактивное сопротивление нагрузочной индуктивности должно меняться от 138 Ом до 130 Ом. Характеристика КСВ становится несколько более крутой, особенно на низкочастотной стороне, как показано в таблице 13.7.

Таблица 13.6. КСВ антенны NW3Z/WA3FET в свободном пространстве при XL=138 Ом.

7.0 МГц	7.05 МГц	7.1 МГц	7.2 МГц	7.3 МГц
1.4	1.2	1.1	1.3	1.7

Таблица 13.7. КСВ антенны NW3Z/WA3FET на высоте 21 м над землей среднего качества, XL=132 Ом.

7.0 МГц	7.05 МГц	7.1 МГц	7.2 МГц	7.3 МГц
1.6	1.3	1.2	1.3	1.8

3.4.2. Механическая конструкция.

Прототип был изготовлен из двух типов алюминиевых трубок: внешним диаметром 2.5 и 2.25 дюйма, толщина стенок 0.0125 дюйма, из сплава 6061-T6. Все остальные трубки имеют толщину стенок 0.058 дюйма, сплав 6063-T832. Пассивные элементы изготовлены из стальной проволоки №10, покрытой алюминием. Плакированная медью стальная проволока или бронзовая проволока также годятся.

Стрела, чертеж сужающихся секций которой приведен на Рис.13.25, весит всего 9 кг. Вся антенна весит не более 50 кг, что делает ее действительно ультралегкой 3-х элементной антенной Уда-Яги диапазона 40 метров!

3.4.3. Поддержка пассивных элементов.

Миллер использовал алюминиевые штанги внешним диаметром 1.5 дюйма, разделенные стекловолоконными стержнями для уменьшения нагрузки на директор. Аналогично, для конструкций, поддерживающих активный элемент, он применял 30 см стекловолоконный стержень, для того чтобы отнести металлические поддерживающие части на достаточное расстояние от элемента. Подходящей альтернативой будет, конечно, использование стекловолоконных опор по всей длине элемента.

3.4.4. Ферма.

Из-за наличия дополнительных нагрузок в виде поперечин и проволок пассивных элементов, полноразмерный активный элемент требует поддерживающей фермы.

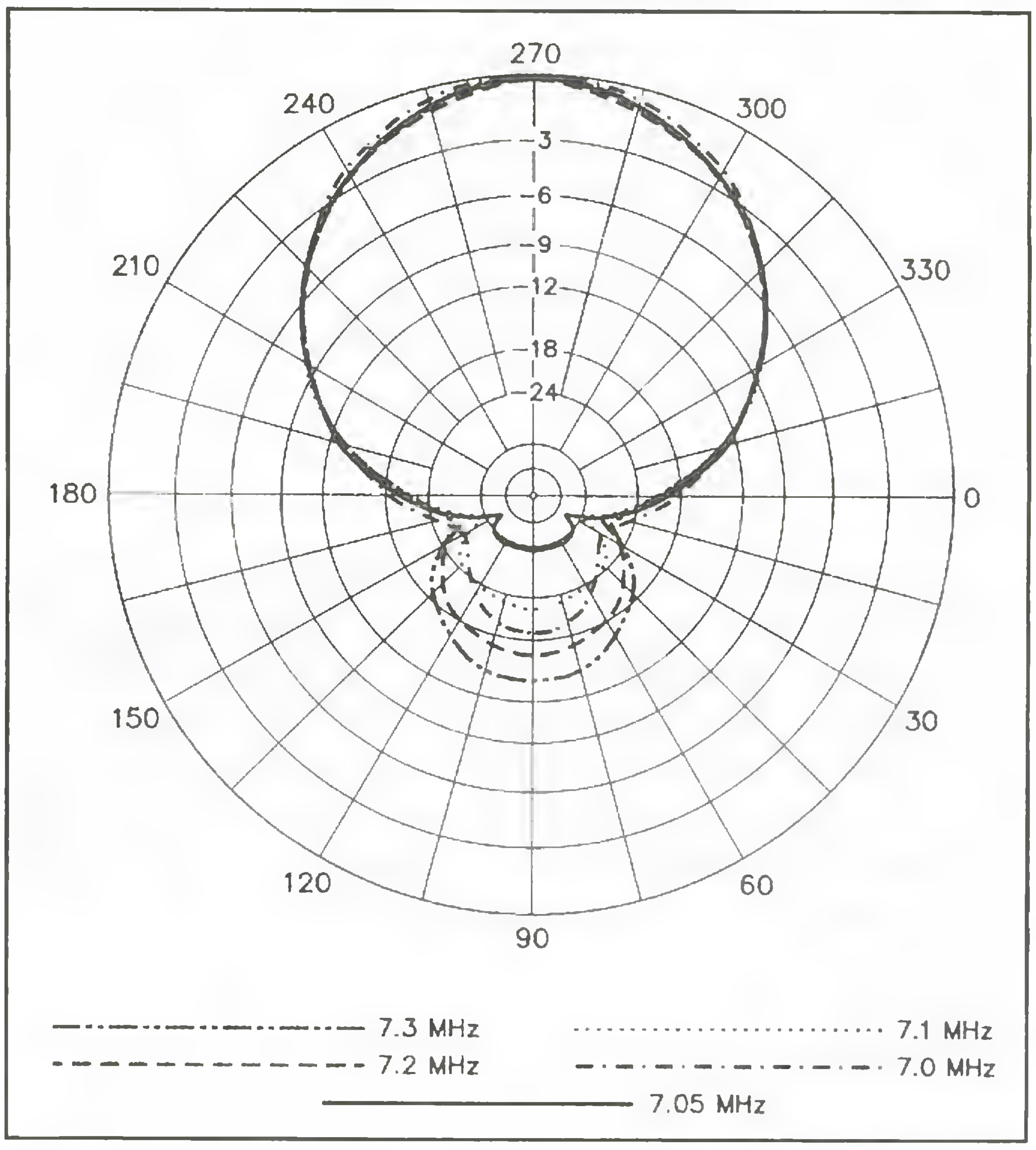


Рис.13.23. Горизонтальная диаграмма направленности антенны Уда-Яги NW3Z/WA3FET диапазона 40 метров в свободном пространстве. Соотношение переднего/заднего излучения 20 дБ или лучше в диапазоне от 7.0 до 7.1 МГц, и приемлемые 17 дБ на частоте 7.2 МГц.

В конструкции для этой цели используется филистран (кевлар, покрытый ПВХ). Стрела также поддерживается оттяжками. Оба набора оттяжек крепятся на опору на высоте 2 м над антенной. Горизонтальные оттяжки протянуты от концов активного элемента к концам пассивных элементов для компенсации натяжения паразитных элементов, как показано на Рис.13.26.

3.4.5. Настройка антенны.

Нагрузочное реактивное сопротивление от 132 до 139 Ом соответствует индуктивности от 3 до 3.1 мкГн. Рассчитаем длину шлейфа. Длина короткозамкнутого шлейфа

$$L(^0) = \arctan(XL / Z),$$

где XL – реактивное сопротивление шлейфа,

Z – характеристическое сопротивление линии.

Примем Z = 450 Ом; L = arctan(132 / 450) = 16.3^0

Полагая коэффициент укорочения равным 95%, получим длину шлейфа:

Длина (метры) = (299.8 × 16.3) / (7.05 × 360) = 1.92 м.

Обязательно измерьте индуктивность!

Моделирование на NEC показывает, что рефлектор имеет резонанс на частоте 7.7 МГц, а директор на 7.0 МГц! Наилучшим способом убедиться, что пассивные элементы имеют резонанс на 7.7 МГц, является следующий. Подключите к генератору элементы временно через полуволновый отрезок линии (убедитесь, что он действительно полуволновый) и укорачивайте их до достижения нулевого реактивного сопротивления, измеряемого антенным анализатором или анализатором цепей. При проделывании этого активный элемент и второй пассивный элемент должны быть «открыты» слева. Настройка нагрузочной катушки или шлейфа может быть произведена таким же образом: подключите фидер последовательно (не параллельно!) с катушкой.

3.4.6. Запитывание антенны.

В описываемой конструкции применено простое возбуждение с разрезным элементом, так как входное сопротивление антенны около 40 Ом. Для этого требуется разрезание активного элемента. С этой целью применена стеклопластиковая вставка, используемая как часть стрелы. Если использовать непосредственное возбуждение, то требуется симметрирующее устройство. Также может быть использована одна из согласующих схем, описанных в разделе 3.10.

3.4.7. Выводы.

Учитывая, что антенна проигрывает всего лишь 0.2 дБ в усилении тяжелой 3-элементной антенне, описанной в разделе 3.3. а также имеет возможность моментальной смены направленности, эта конструкция является одной из самых интересных, опубликованных за долгое время, и заслуживает большой популярности.

Когда мы увидим первую версию этой разработки для диапазона 80 метров?

3.5. Полноразмерная 3-элементная антенна Уда-Яги диапазона 80 метров.

Одним из недостатков поворотных антенн является то, что «переключение направлений» занимает время. Очень большие и тяжелые антенны не должны поворачиваться быстрее, чем 0.5-1 оборота в минуту. Для того, чтобы преодолеть это ограничение, возможно разработать антенну, где, при помощи набора реле, директор мгновенно трансформируется в рефлектор, и наоборот. Это означает, что, при скорости вращения 1 об/мин, ориентация антенны в любом направлении займет не более 15 секунд. В среднем, это занимает 7.5 секунд.

Также, из-за широкой относительной полосы частот (8.2% против 2.4% в диапазоне 20 метров), невозможно без специальных трюков разработать антенну, которая продемонстрирует хорошее усиление, соотношение переднего/заднего излучения и приемлемый КСВ как в верхней (3.8 МГц), так и в нижней (3.2 МГц) части диапазона.

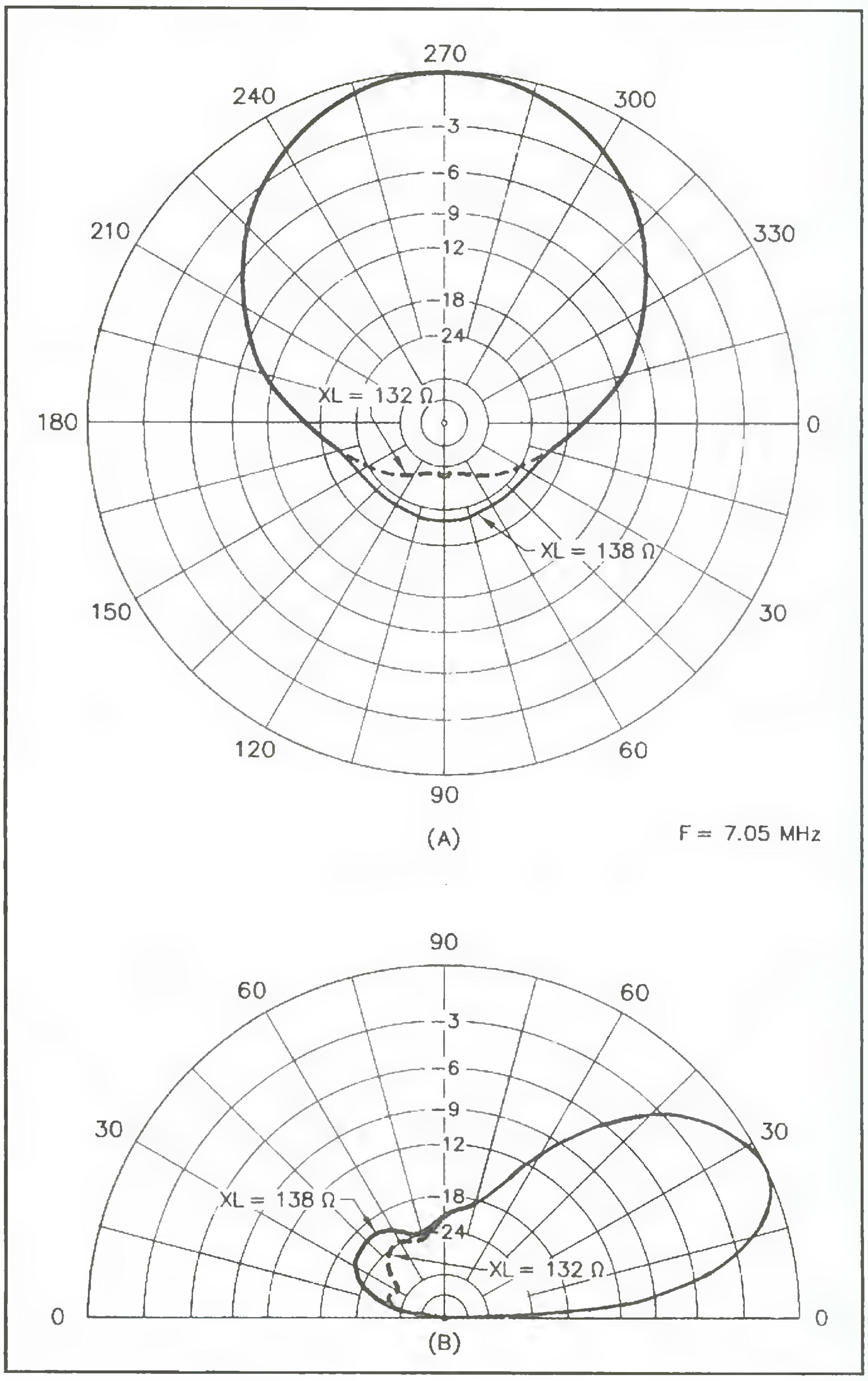


Рис.13.24. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости антенны NW3Z/WA3FET диапазона 40 метров, на высоте 21 м над землей среднего качества. Диаграммы приведены для частоты 7.05 МГц. Уменьшение реактивного сопротивления нагрузки от 138 до 132 Ом улучшает отношение излучения вперед/назад.

3.5.1. Высота подвеса для антенны диапазона 80 метров.

На Рис.13.27 показана диаграмма направленности «стандартной» 3-элементной антенны, подвешенной на высоте от 0.5 λ до 1 λ. Выше ½ λ появляется досадный боковой лепесток, и большая часть энергии теряется в этом направлении. На высоте ½λ (Рис.13.27А) максимум излучения находится на углах примерно от 25^0 до 30^0 (в зависимости от качества земли), с умеренной шириной главного лепестка (29^0 по уровню -3 дБ).

Раздел 1.1.1.2 главы 5 показал нам, что такие малые углы, как 10^0, редки, и что основная масса DX происходит на углах от 10^0 до 20^0. Это означает, что нельзя получить действительно высокую антенну с горизонтальной поляризацией: 40 метров (½λ) является едва достаточным минимумом (направление главного максимума 25^0), однако, мне известны антенны диапазона 80 метров, хорошо работающие на высоте 30 м.

Если вы попытаетесь поместить антенну намного выше, например, на 1 λ (78 м), то главный лепесток сузится до 14° по уровню -3 дБ (я знаю, что это слишком мало почти для всех DX на 80 метров). Вы получите нуль излучения по направлению 30° – угол, с которого приходит много DX. Второй лепесток находится на 45°, что, в свою очередь, слишком высоко для серьезной DX работы. Я знаю, что высокие антенны являются «символом статуса» их владельца, но в наше время слишком высоко не значит хорошо. Верно, что антенна на высоте 1 λ дает усиление на 1 дБ больше, чем антенна на ½λ, но как быть с тем, что точка наибольшей концентрации энергии направлена неверно?

3-элементная полноразмерная антенна Уда-Яги, описанная здесь, была разработана для установки на высоте 38 м над плоской землей с хорошими проводящими свойствами.

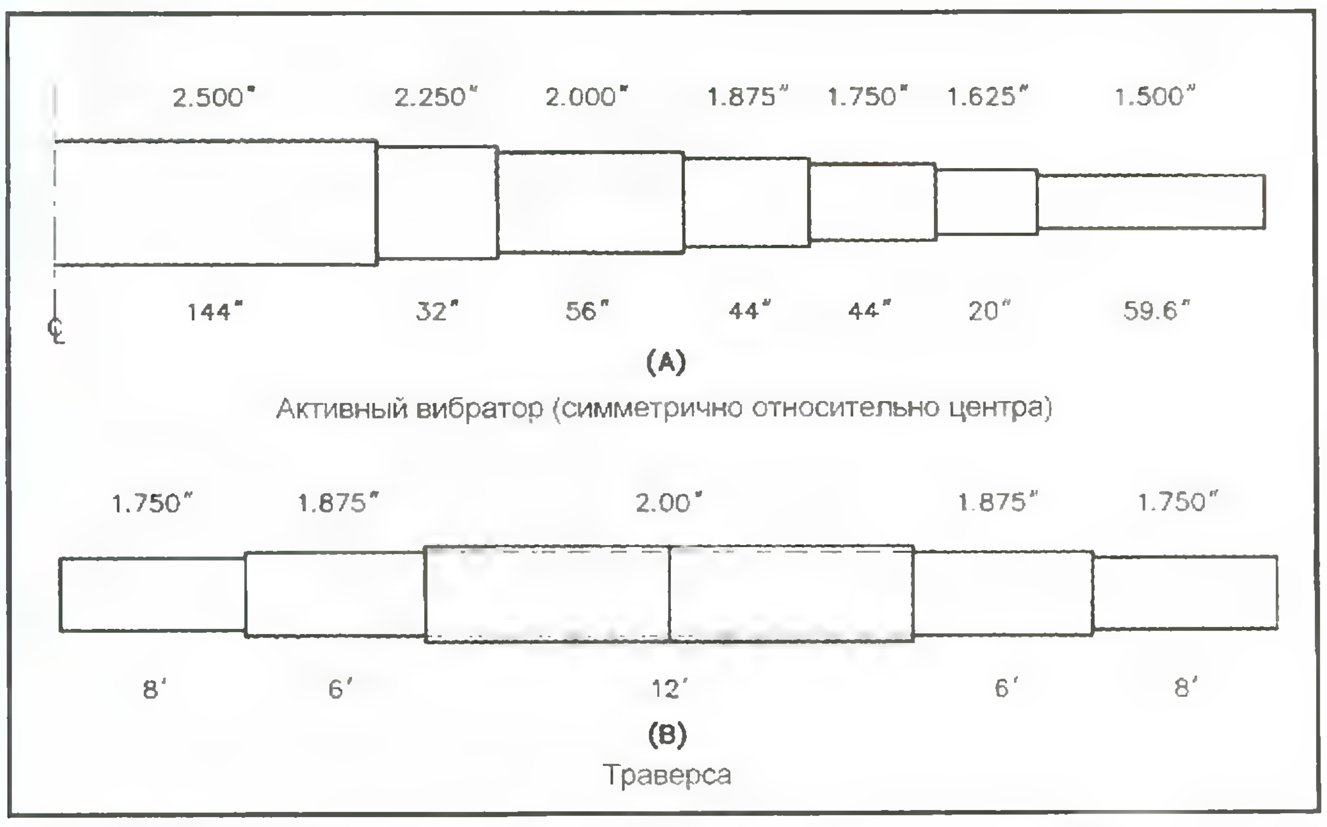


Рис.13.25. Схема сужающихся секций активного элемента (А) и стрелы (В) антенны NW3Z/WA3FET. Схема для активного элемента существенно отличается от схемы для обычных антенн, так как элемент несет на концах 6-м (20 футов) поперечные штанги, которые, в свою очередь, поддерживают концы проводов, образующих пассивные элементы. В этой конструкции активный элемент выступает почти как стрела, тогда как стрела может быть намного легче, так как поддерживает только середины проводов пассивных элементов. Активный элемент весит около 22 кг.

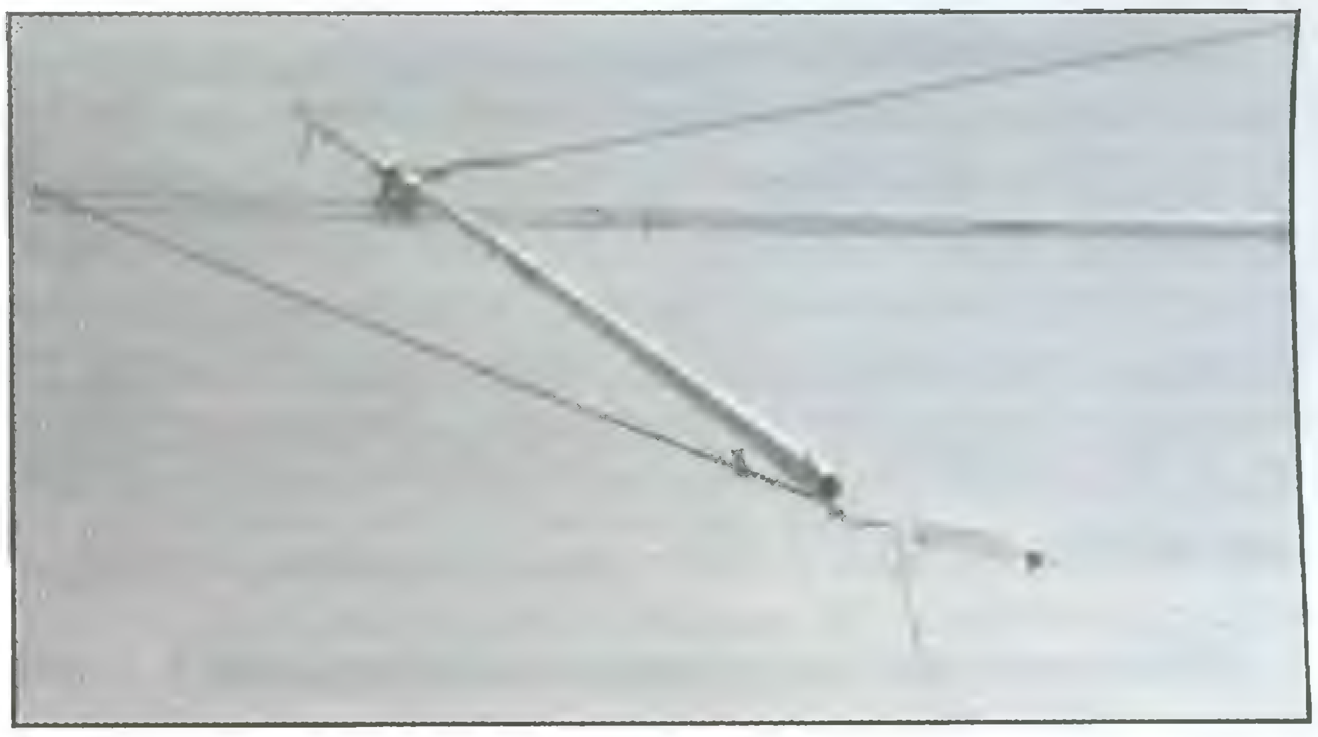


Рис.13.26. Провода, образующие пассивные элементы, поперечные штанги, горизонтальные и вертикальные опоры антенны NW3Z/WA3FET.

3.5.2. Электрическая конструкция.

Эта антенна Уда-Яги была разработана физически «полностью симметричной». Это значит, что активный элемент находится точно в середине стрелы, два пассивных элемента одинаковой физической длины (длина директора на самой высокой рабочей частоте). Рефлектор нагружается в центре индуктивностью для снижения резонансной частоты.

Таким образом, оба пассивных элемента должны иметь разрезы в середине. С помощью набора реле возможно либо закоротить элемент в месте разреза (превращение элемента в директор), либо включить в разрез требуемую индуктивность (превращение элемента в рефлектор). Этот подход позднее адаптировали Джим Брейкил, WA3FET, и Н.Миллер, NW3Z, для разработки ультралегкой антенны Уда-Яги (раздел 3.4).

Я также намереваюсь разработать антенну, которая может переключаться между SSB и CW частями 80 метров диапазона без потерь в характеристиках (усиление, отношение вперед/назад).

Конструкция с постоянным диаметром элементов показана на Рис.13.28. Я использовал постоянный диаметр 100 мм (4 дюйма), который (позднее) был преобразован в эквивалентный диаметр сужающегося элемента при разработке механической конструкции (раздел 3.5.8). Использование этого диаметра и вставка в рефлектор нагрузочной катушки с сопротивлением X_L = 65 Ом дало антенну с очень хорошим усилением и защитой. Учтите, что при меньшем диаметре элемента добротность элемента будет выше, что может потребовать большей индуктивности для настройки элемента на ту же частоту. Для постоянного диаметра элемента 22.225 мм (7/8 дюйма) требуемое реактивное сопротивление будет 85 Ом.

Все что нужно, чтобы заставить эту антенну работать на частоте 3.5 МГц – катушка в директоре и вторая (большая) катушка в рефлекторе. Это дает перенос на 80 метров, и длина элемента, которая дает хороший рефлектор на 3.5 МГц, представляет собой хороший директор на частоту 3.8 МГц. Другими словами, такая же катушка, которая использовалась для нагрузки рефлектора на 3.8 МГц, может быть использована для нагрузки директора на 3.5 МГц.

В нашем примере, катушка, которая имеет сопротивление 65 Ом на 3.79 МГц (2.73 мкГн), имеет сопротивление 65 × 3.51 / 3.79 = 60.2 Ом на 3.51 МГц. Вместе с нагрузочной катушкой с сопротивлением +j135 Ом на 3.51 МГц (6.1 мкГн), эта величина дает весьма хорошую антенну для CW конца 80-метрового диапазона. Если антенна поднята на ½λ, то отношение излучения вперед/назад составляет от 25 до 30 дБ при любом направлении от 0 до 90^0 на обеих расчетных частотах (3.79 и 3.51 МГц).

Первоначальная конструкция моделировалась с помощью ELNEC. Моделирование и оптимизация антенны к лучшему усилению и защите проводилась над реальной (хорошей) землей на высоте ½λ. Это идеальная высота для таких антенн. При этих условиях вычисленный КНД составил 12.4 dBi на 3.79 МГц и 11.9 dBi на 3.51 МГц. Диаграммы направленности антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях приведены на Рис.13.29 и 13.30.

3.5.3. Паразитные емкости разрезанных элементов.

Элементы с разрезом не могут быть реализованы без введения некоторой параллельной емкости между внутренним концом половины элемента и стрелой, или между двумя половинами элемента (в том случае, если вы не имеете стрелы или стрела диэлектрическая). Концы изолированных элементов имеют некоторую емкость со стрелой, из-за механической конструкции, включающей изоляционный материал, и всех крепежных деталей. Если использовать нагрузочные катушки, как было описано ранее, без учета «паразитных» емкостей, это может привести к снижению эффекта нагрузки.

Паразитная емкость составляется последовательным соединением емкостей, образованных каждой половиной элемента и стрелой. Другими словами, значения, показанные на Рис.13.31. являются половиной значений, измеренных на одном плече элемента. Существенно, чтобы были значения измерены. Это может быть легко проделано до подъема антенны. Однако, вы не сможете измерить на окончательном элементе, так как собственная емкость элемента (между одной стороной и другой и также землей) может увеличить результат.

Я сделал макет центрального изолятора, состоящий из стрелы и крепежных деталей, но без элемента. Затем я измерил емкость на рабочей частоте антенны. Емкость может меняться от нескольких пикофарад, при принятии специальных мер по ее снижению, и до сотен пФ.

Механическая конструкция, показанная на Рис.13.32, демонстрирует исключительно низкую паразитную емкость всего в 32 пФ между концами разрезанного элемента (64 пФ между каждым концом элемента и стрелой).

3.5.4. Моделирование антенны с учетом паразитных емкостей.

Теперь, когда мы имеем в разрезе элемента емкость 32 пФ, где подключаются нагрузочные линии (шпилечные элементы), мы должны смоделировать антенну, нагрузками которой являются не просто индуктивности, а параллельные цепи. Параллельный конденсатор цепи равен 32 пФ.

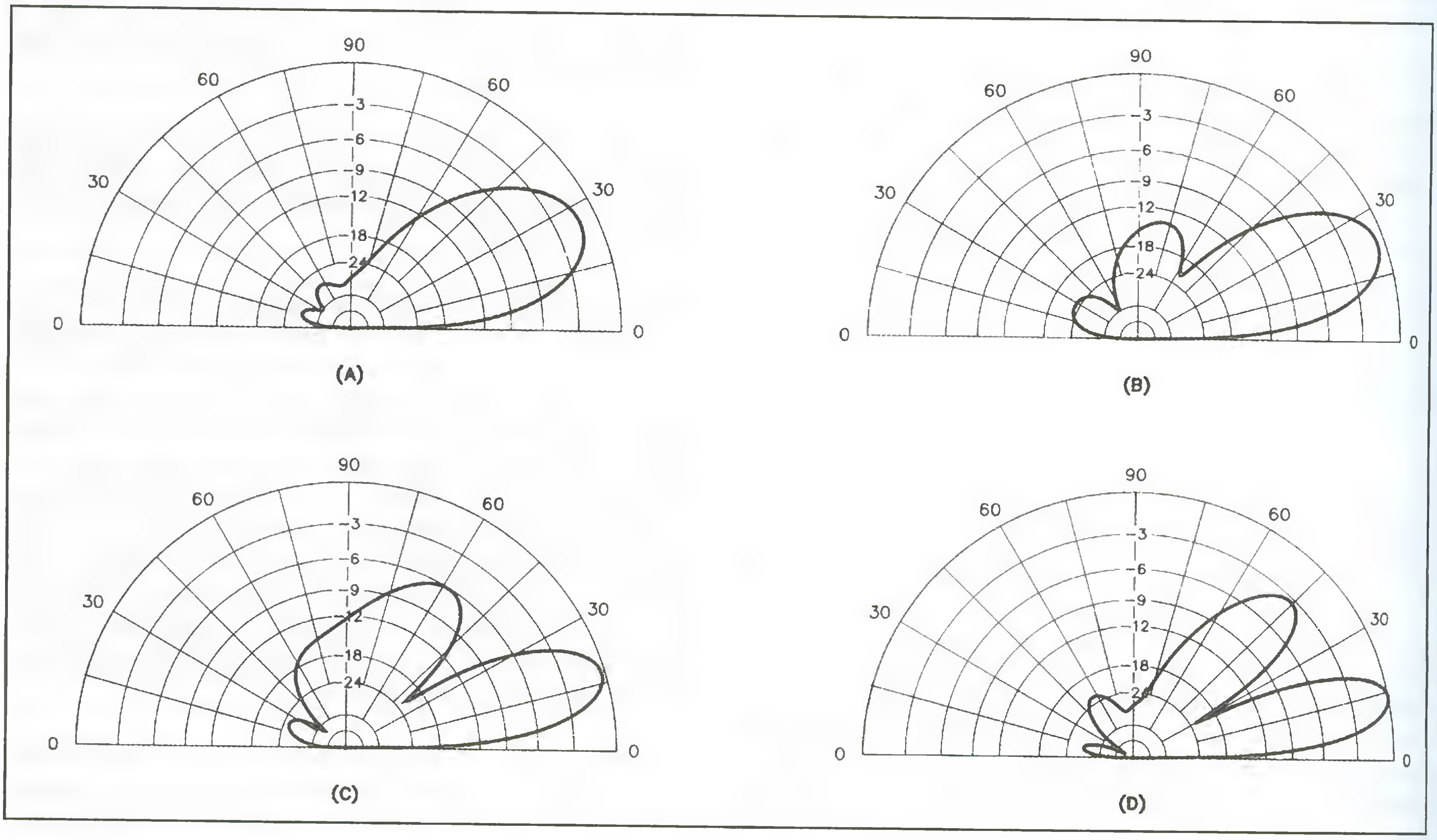


Рис.12-27. Диаграмма направленности 3-элементной антенны Уда-Яги в вертикальной плоскости для разных высот. Ясно, что высота ½λ на Рис.А наиболее подходит для большинства DX на 80 метров. Боковой лепесток на большом угле, узкий главный лепесток и минимум между главным и боковым лепестком делают большие высоты неудачным выбором для диапазона 80 метров, так как основная масса DX сигналов приходит с направлений от 250 до 300. ДН рассчитаны для плоской земли с хорошими проводящими свойствами. А – высота 0.5 λ, В – высота 0.6 λ, С – 0.8 λ, D – 1.0 λ.

Нужно найти требуемую индуктивность для достижения требуемой нагрузки, найденной ранее, при анализе упрощенной модели без паразитных емкостей.

Была использована следующая методика:

- В первую очередь антенна рассчитывается и оптимизируется без учета паразитных емкостей.
- После оптимизации конструкции определяется резонансная частота директора и рефлектора. Это может быть легко сделано следующим образом:

1. Удалите из модели все элементы, за исключением того, для которого определяется резонансная частота.
2. Оставьте нагрузочное устройство (если есть) и приложите возбуждение к центру элемента. Нагрузочное устройство может быть просто включено последовательно с источником возбуждения.
3. Изменяйте частоту до тех пор, пока не будет найдена точка, в которой реактивная часть импеданса антенны в точке питания равна нулю (что является определением резонанса). В нашей антенне для SSB варианта конструкции (Fрасчетная = 3.79 МГц) резонансная частота директора равна 4.005 МГц; резонанс рефлектора 3.745 МГц. Для CW варианта (Fрасчетная = 3.51 МГц) резонанс директора 3.745 МГц, рефлектора 3.465 МГц.

- Теперь в моделирующей программе индуктивности заменяются параллельной настраиваемой схемой с емкостью Спараллельное = 32 пФ. Находятся такие значения индуктивностей, которые обеспечат ту же резонансную частоту, что и в упрощенной модели (без параллельных емкостей).

Элемент на 3.745 МГц после такого преобразования потребовал индуктивности 2.6 мкГн (параллельно с емкостью 32 пФ). Это составляет +j62 Ом на 3.79 МГц и 57.3 Ом на 3.51 МГц. Сравните эти значения с 65 Ом и 60.2 Ом (L = 2.73 мкГн), полученные при отсутствии паразитной параллельной емкости.

CW рефлектор на 3.465 МГц требует нагрузочную катушку 5.6 мкГн (параллельно с емкостью 32 пФ). Это дает реактивное сопротивление +j123 Ом на 3.51 МГц. Без параллельной емкости требуемая нагрузочная индуктивность была 6.1 мкГн.

На Рис.13.31 приведена зависимость пересчитанной индуктивности в зависимости от паразитной емкости. Этот график справедлив только для антенны с заданной добротностью. В нашем случае, график приведен для эквивалентного постоянного диаметра элемента 100 мм (4 дюйма). Антенна с меньшим диаметром элемента потребует большей нагрузочной индуктивности и наоборот.

Подобная зависимость может быть легко получена для элементов с любой добротностью, при помощи, например, ELNEC.

Нагрузочные элементы.

Предпочтительной конфигурацией нагрузочной катушки является шпилечный вариант. Я использовал отрезок линии передачи изготовленный из 8 мм (0.3 дюйма) алюминиевых стержней, разнесенных на 10 см (4 дюйма), что дает сопротивление 289 Ом ($Z = 276 \times \log(2S/D)$).

Длина шпильки равна

$$L^0 = \arctan(X_L / Z),$$

где X_L – реактивное сопротивление шлейфа,
Z – характеристическое сопротивление линии передачи.

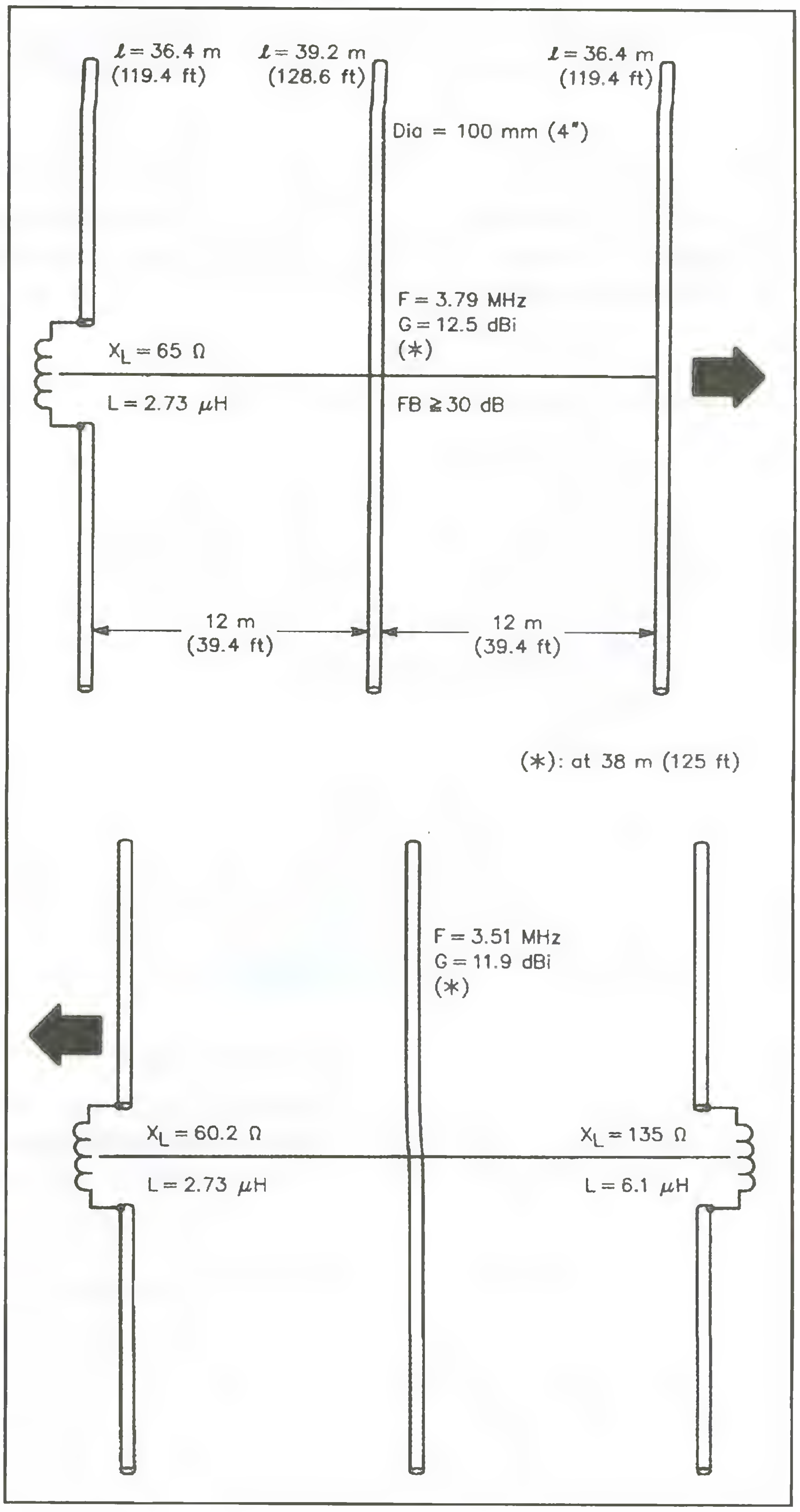


Рис.13.28. Конструкция 3-элементной антенны с равноудаленными элементами. Длина элементов показана для постоянного диаметра 100 мм. Нагрузочные катушки делают конструкцию исключительной антенной для 3.5 и 3.8 МГц. Заметьте, что одинаковые катушки (2.73 мкГн) используются как нагрузки для рефлектора на 3.8 МГц и для директора на 3.5 МГц.

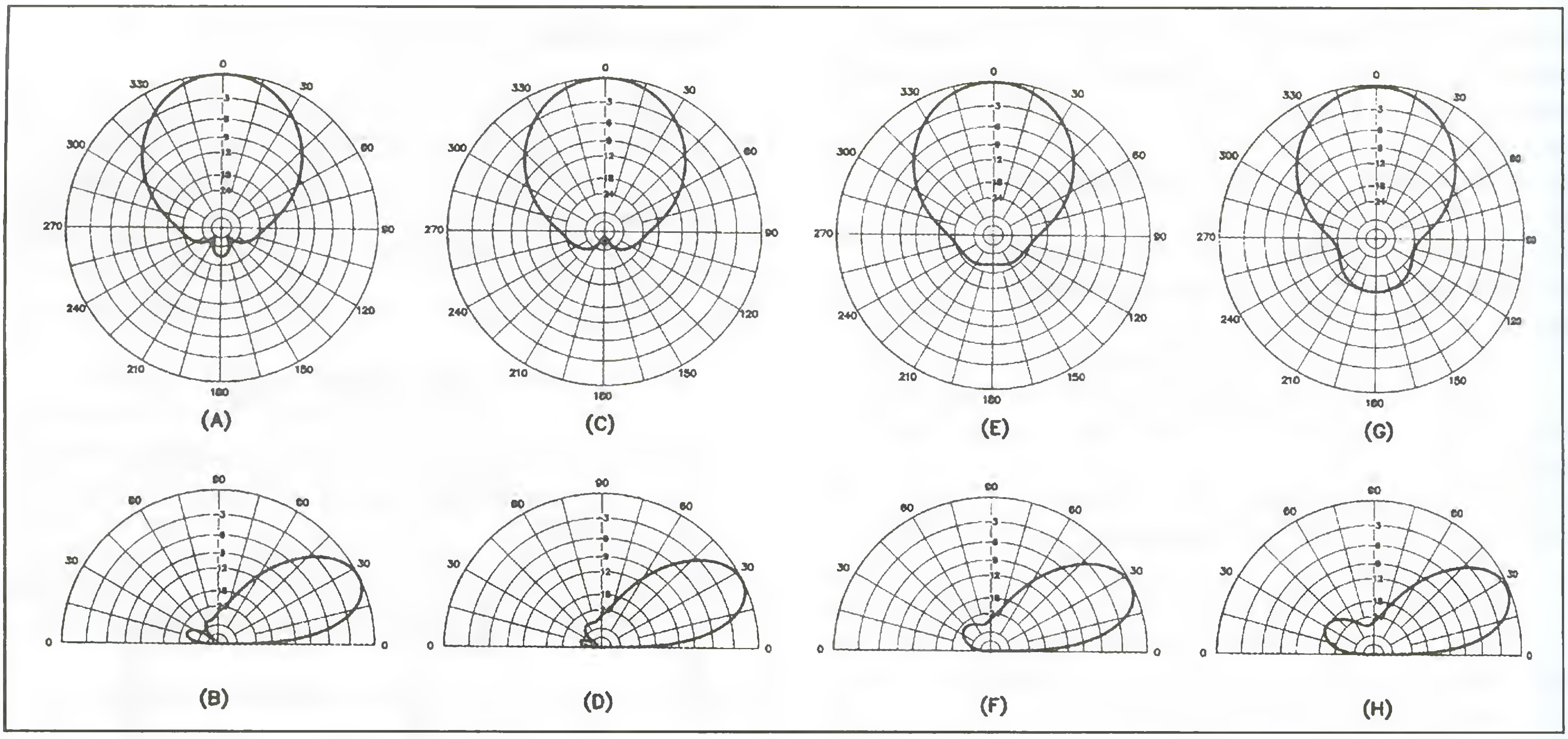


Рис.13.29. Горизонтальная и вертикальная диаграммы направленности 3-х элементной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров, в SSB части диапазона. Диаграммы приведены для частоты 3.79 МГц. Все азимутальные диаграммы соответствуют волновому углу 270. А и В – 3.8 МГц, С и D – 3.79 МГц, Е и F – 3.775 МГц, G и Н – 3.75 МГц.

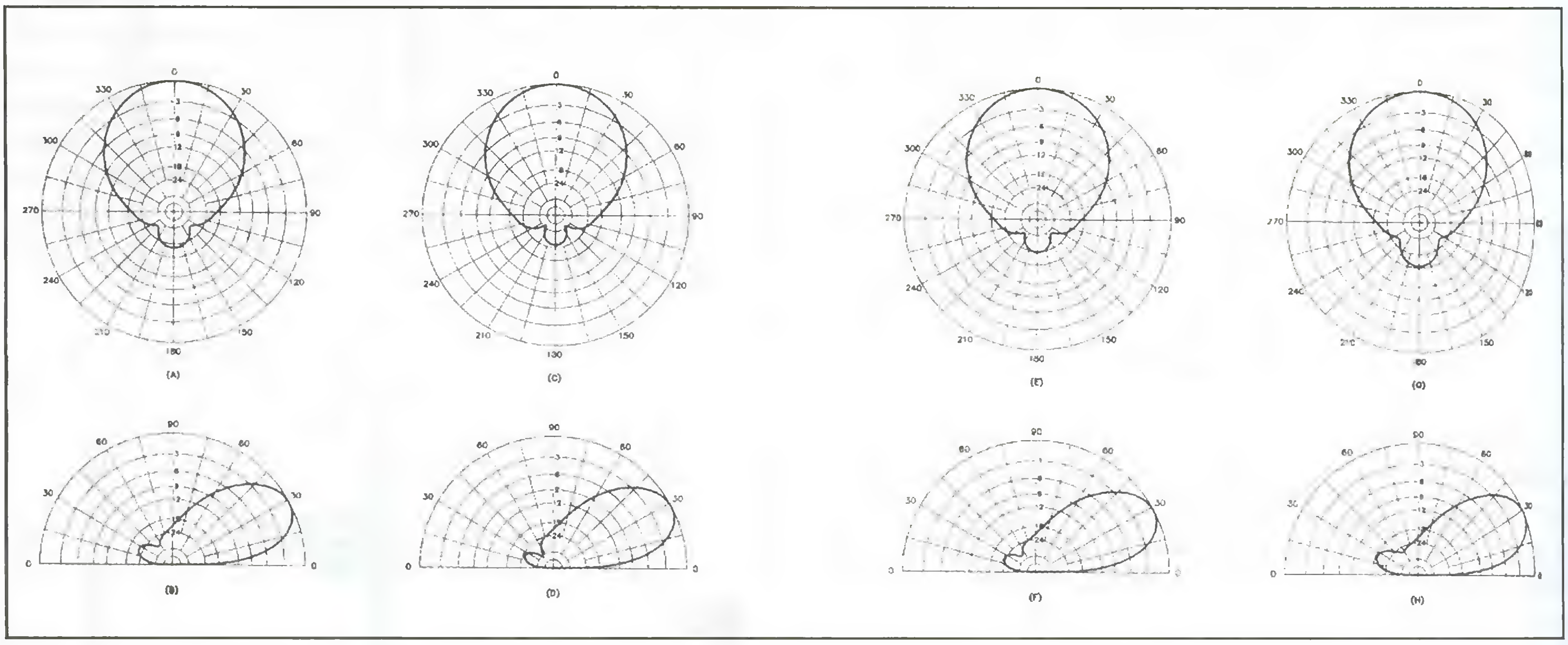


Рис.13.30. Горизонтальная и вертикальная диаграммы направленности 3-х элементной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров, в CW части диапазона. Диаграммы приведены для частоты 3.51 МГц. Все азимутальные диаграммы соответствуют волновому углу 280. А и В – 3.5 МГц, С и D – 3.51 МГц, Е и F – 3.53 МГц, G и Н – 3.55 МГц.

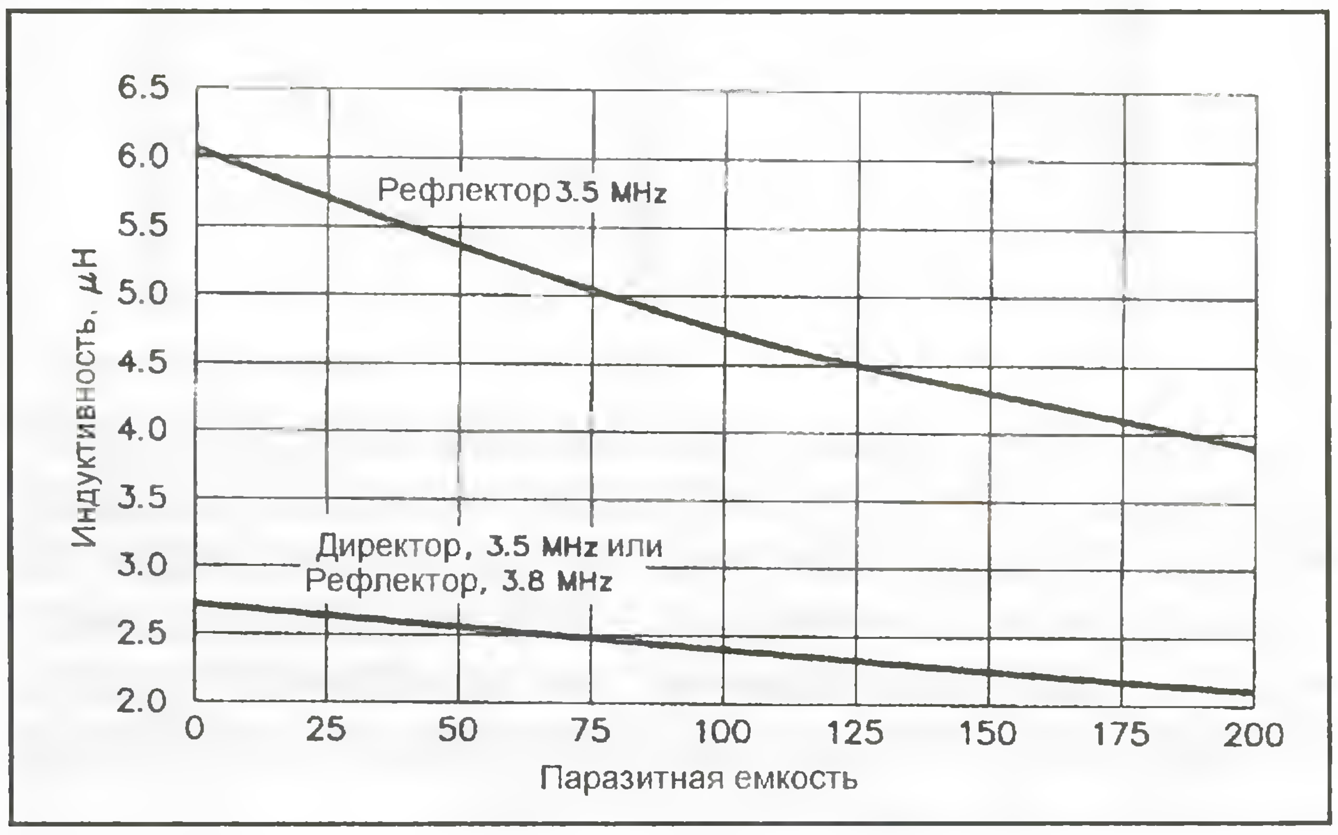


Рис.13.31. Величина нагрузочной катушки для антенны диапазона 80 метров в зависимости от параллельной емкости. Элементы, изолированные в центре, всегда страдают от паразитной параллельной емкости. Это означает, что фактически нагрузочная катушка является частью параллельной цепи. Величины должны быть подстроены, чтобы получить требуемое реактивное сопротивление. Этот график показывает требуемое реактивное сопротивление (в мкГн) как функцию общей паразитной емкости (емкость на половину элемента / 2), для двух нагрузочных катушек. Детали описаны в тексте.

Шпилька на 2.6 мкГн (нагрузка рефлектора на диапазоне SSB и нагрузка директора на диапазоне CW):

XL = 62 Ом,

$$L^0 = \arctan(62/389) = 9.1^0.$$

Принимая коэффициент укорочения равным 95%, длина шлейфа составляет

Длина (метры) = (299.8 × 9.1) / (3.78 × 360) = 1.92 м

Шпилька на 5.6 мкГн (нагрузка рефлектора в диапазоне CW):

XL = 123 Ом,

$$L^0 = \arctan(123/389) = 17.5^0.$$

Принимая коэффициент укорочения равным 95%, длина шлейфа составляет

Длина (метры) = (299.8 × 17.5) / (3.52 × 360) = 4.14 м.

На Рис.13.33 представлена схема включения и переключения нагрузок, идентичная для обоих пассивных элементов. Переключение нагрузок преследует две цели:

1. Переключение между диапазонами SSB и CW.

2. Моментальный переворот направленности.

Рис.13.32. Установка пассивного элемента на стреле. Стрела выполнена в виде решетчатой фермы (сплошные стержни, не трубки). Метод сборки и изолирования, разработанный DJ6JC, обеспечивает исключительно низкую паразитную емкость вместе с простотой монтажа и высокой механической прочностью. На этом рисунке стрела направлена вертикально вверх. В этой установке стрела поддерживает шпилечную нагрузку во время сеанса измерения резонансной частоты. На переднем плане находится DJ4PT, (обладатель полноразмерной 3-х элементной антенны диапазона 80 метров, описанной ниже), на заднем плане смотрит DJ6JC.

3.5.6. Удаленная настройка оптимального соотношения переднего/заднего излучения.

Диаграммы направленности показаны на Рис.13.29 и 13.30. Заметьте, что отношение переднего/заднего излучения быстро ухудшается в SSB диапазоне на частотах ниже 3.76 МГц.

Мы можем настраивать антенну на максимальное отношение переднего/заднего излучения в весьма широком диапазоне при помощи подключения конденсатора параллельно шпильке в центре элемента. На практике, это не потребуется в диапазоне CW, где исключительная защита достигается на частотах от 3.5 до 3.53 МГц. В телефонном диапазоне, однако, подключение переменного конденсатора параллельно шпильке на рефлекторе позволит нам настраивать антенну на защиту лучше, чем 25 дБ, при любой частоте между 3.68 и 3.8 МГц!

Без дополнительной емкости, от 3.76 до 3.8 МГц защита лучше, чем 22 дБ. С параллельной емкостью 100 пФ защита лучше, чем 23 дБ на частотах от 3.73 до 3.78 МГц, и с емкостью 200 пФ, может быть получена защита лучше, чем 24 дБ, между 3.69 и 3.73 МГц. Это наихудшие значения защиты в полном диапазоне волнового угла в 900 сзади антенны. На Рис.13.34 показаны задние части ДН антенны (в очень растянутой шкале – внешняя граница равна -20 дБ относительно максимума), с настройкой на максимальную защиту с помощью переменного конденсатора на рефлекторе.

На практике мы можем установить два керамических конденсатора на 100 пФ в центре рефлектора и подключать их параллельно шпилечной нагрузке с помощью вакуумных реле. На Рис.13.33 показана компоновка переключателей и нагрузок, одинаковая для обоих пассивных элементов.

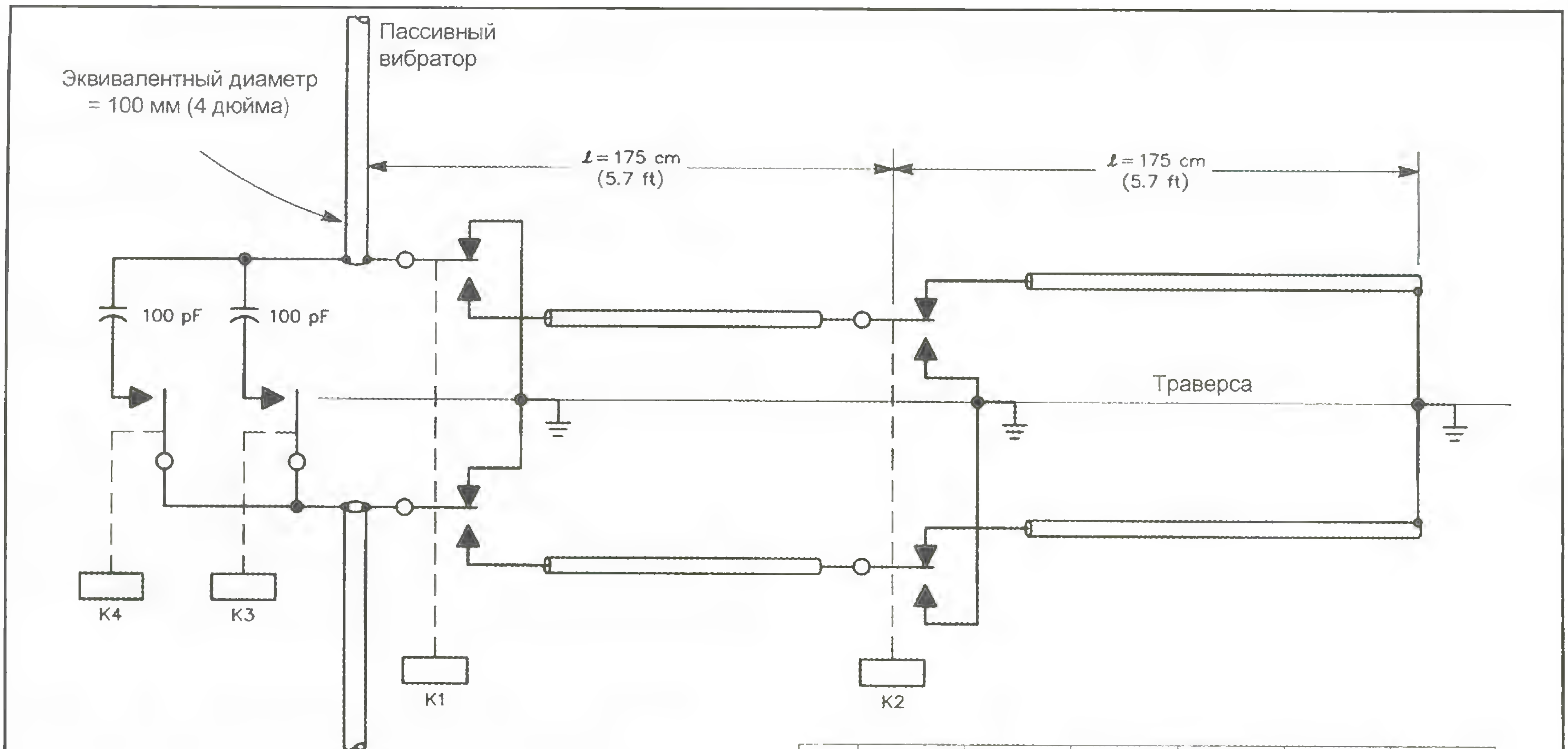
Эта компоновка была успешно реализована OZ8BV на полноразмерной 3-элементной антенне диапазона 80 метров, построенной по описанным принципам. OZ8BV сообщал о защите 30 дБ в широком диапазоне частот, настраиваемой с помощью параллельного конденсатора, включенного поперек шлейфа. См. Рис.13.35.

3.5.7. Питание антенны.

3.5.7.1. Омега-согласование.

В нашей модели с постоянным диаметром элемента 100 мм (4 дюйма), реактивная часть входного сопротивления антенны на частотах 3.51 МГц и 3.79 МГц отличается примерно на 75 Ом. Я выбрал размеры активного элемента так, чтобы на 3.79 МГц сопротивление составляло примерно +27 Ом, и -49 Ом на 3.5 МГц. Элемент был изолирован от пассивных элементов, и его резонансная частота составила 3.745 МГц. Интересно, что активный элемент имеет ту же резонансную частоту, что и рефлектор на 3.79 МГц и директор на 3.51 МГц.

Это говорит только о том, что активный элемент не дает вклада в диаграмму направленности, его длина играет роль только при разработке согласующей схемы. В основном, активный элемент имеет длину от 0.47 до 0.50 λ.



	3.5 REF	3.5 DIR	3.8 DIR	3.8 REF	3.75 REF	3.70 REF
K1	0	0	X	X	X	X
K2	0	X	0	0	0	0
K3	0	0	0	0	X	X
K4	0	0	0	0	0	X

Рис.13.33. Переключаемая схема для пассивных элементов. Для формирования директора на 3.8 МГц, две половины элемента оголяются. Для получения рефлектора на 3.8 МГц (и директора на 3.5 МГц) используется короткая (175 см) шпилька, которая имеет индуктивность 2.6 мкГн. При работе в качестве рефлектора на 3.5 МГц добавляется дополнительная длина шпильки (общая длина 350 см), образуя индуктивность 5.6 мкГн.

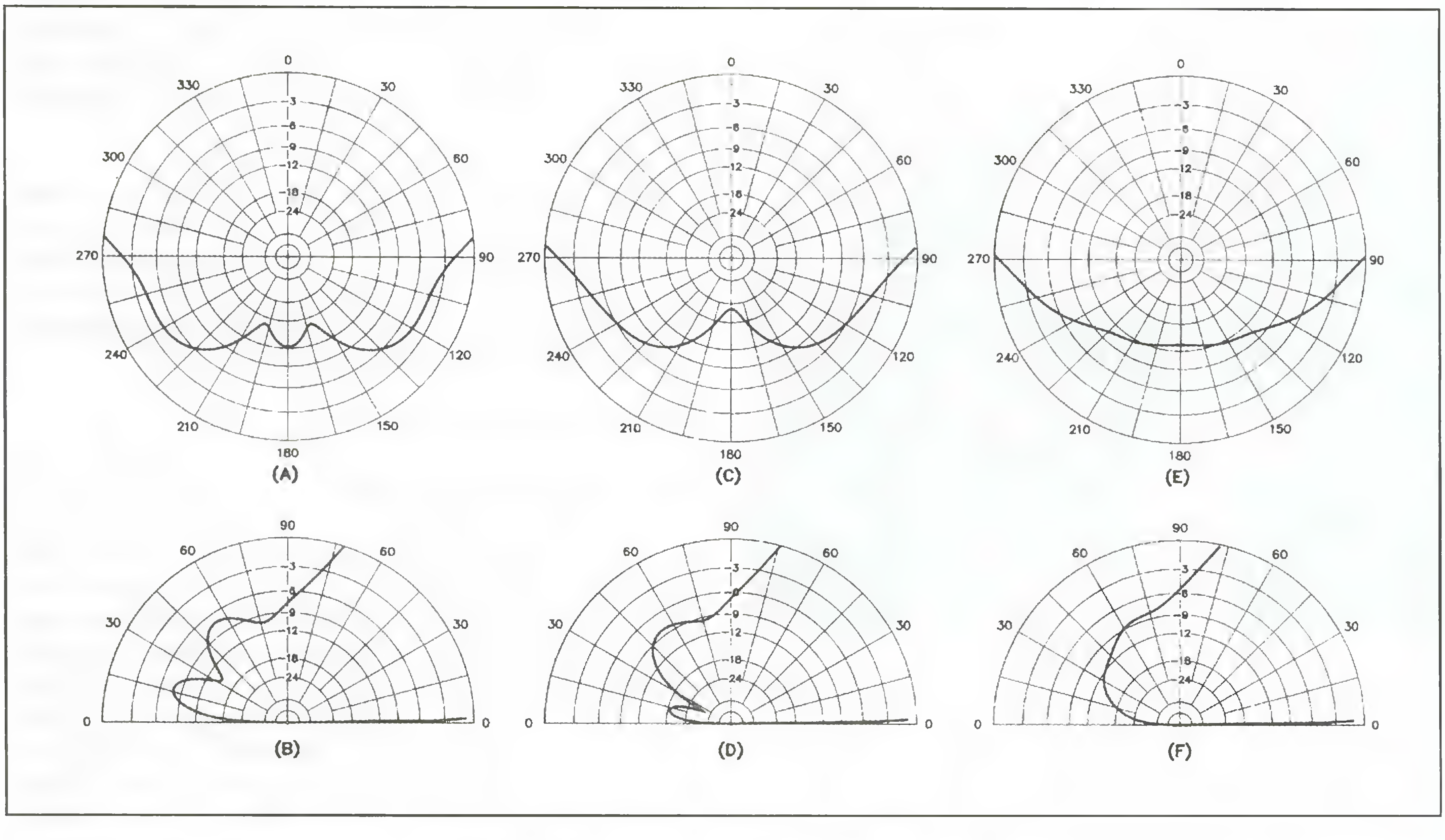


Рис.13.34. Расширенные диаграммы направленности, показывающие отношение переднего/заднего излучения, которое может быть получено при помощи включения конденсатора поперек шпильки на рефлекторе. Внешняя граница графиков соответствует -20 дБ относительно максимума излучения антенны (главный лепесток). В нашем примере мы получили защиту лучше 30 дБ на любой частоте от 3.7 до 3.8 МГц. Все азимутальные ДН приведены для волнового угла 280. А и В – ДН для 3.79 МГц, без параллельного конденсатора. С и D – ДН для 3.15 МГц, с конденсатором 100 пФ поперек шлейфа рефлектора. Е и F – ДН для 3.7 МГц в конденсатором 200 пФ.

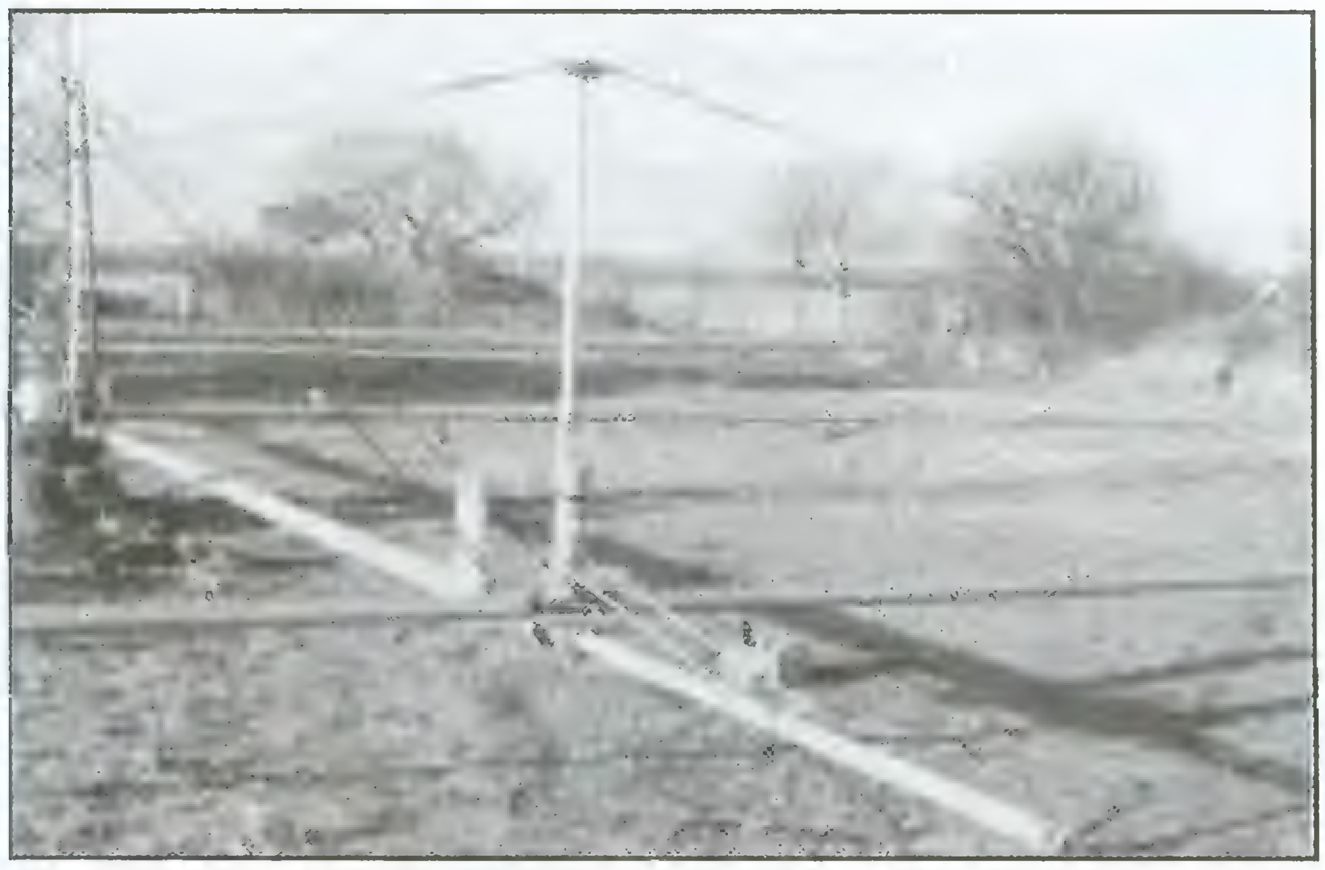
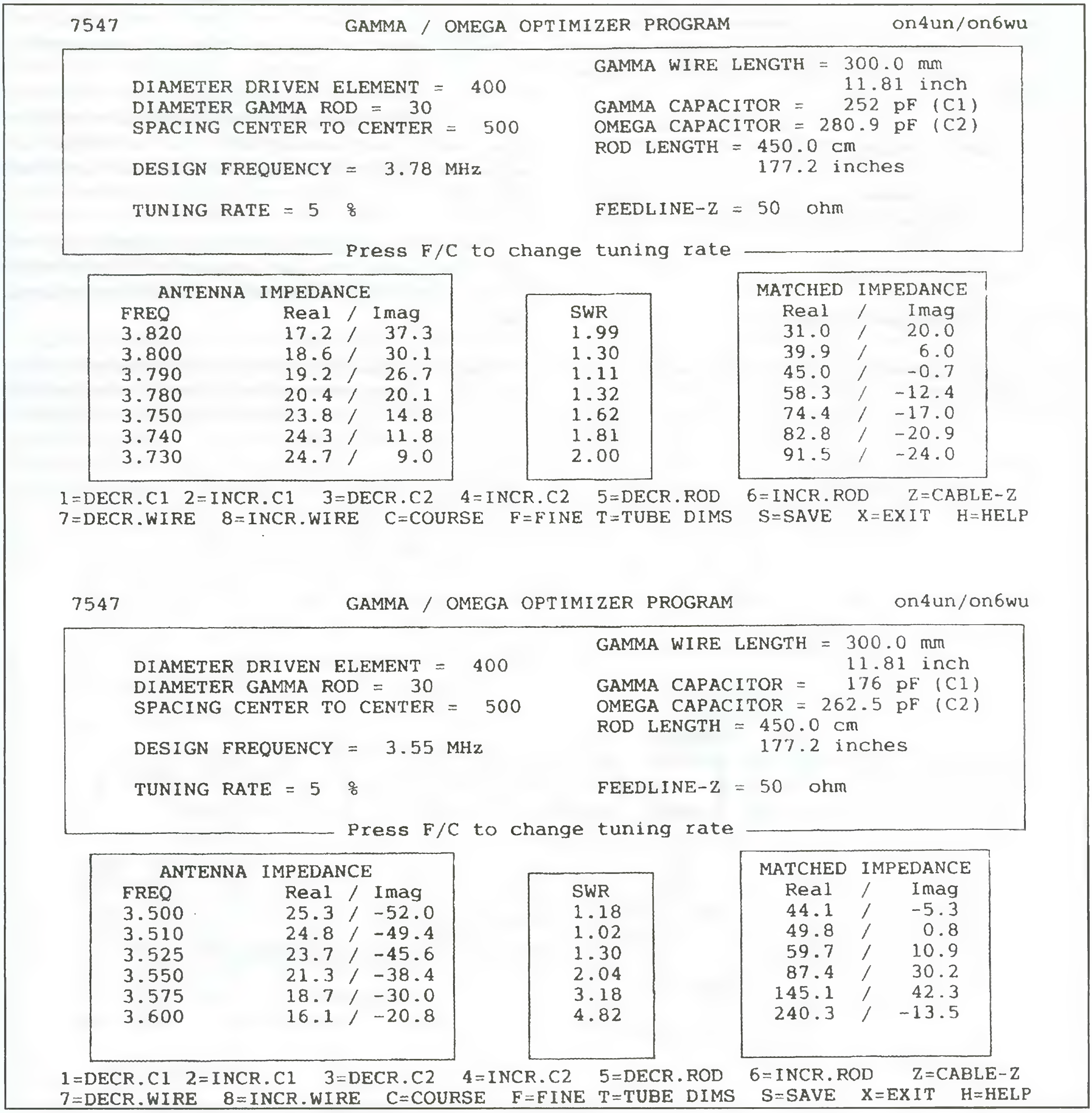


Рис.13.35. 3-х элементная 80-метровая Яги OZ8BV, показывающая нагрузочную шпильку, установленную на стеклотекстолитовом расширении траверсы. Расширение траверсы является частью оснастки элемента (смотри Рис.13.45). Вакуумный переменный конденсатор, используемый для точной настройки Яги на лучшее отношение F/B, установлен в ПВХ трубе, которая расположена вдоль вертикальной стойки, служащей для поддержки элемента.



```
 7547                   GAMMA / OMEGA OPTIMIZER PROGRAM              on4un/on6wu

                                          GAMMA WIRE LENGTH = 300.0 mm
      DIAMETER DRIVEN ELEMENT =  400                           11.81 inch
      DIAMETER GAMMA ROD =  30            GAMMA CAPACITOR =   252 pF (C1)
      SPACING CENTER TO CENTER =  500     OMEGA CAPACITOR = 280.9 pF (C2)
                                          ROD LENGTH = 450.0 cm
      DESIGN FREQUENCY =  3.78 MHz                     177.2 inches

      TUNING RATE = 5  %                  FEEDLINE-Z = 50  ohm

                        Press F/C to change tuning rate

       ANTENNA IMPEDANCE                                   MATCHED IMPEDANCE
     FREQ         Real / Imag              SWR               Real  /   Imag
     3.820        17.2 /  37.3             1.99              31.0  /   20.0
     3.800        18.6 /  30.1             1.30              39.9  /    6.0
     3.790        19.2 /  26.7             1.11              45.0  /   -0.7
     3.780        20.4 /  20.1             1.32              58.3  /  -12.4
     3.750        23.8 /  14.8             1.62              74.4  /  -17.0
     3.740        24.3 /  11.8             1.81              82.8  /  -20.9
     3.730        24.7 /   9.0             2.00              91.5  /  -24.0

1=DECR.C1 2=INCR.C1  3=DECR.C2  4=INCR.C2  5=DECR.ROD  6=INCR.ROD   Z=CABLE-Z
7=DECR.WIRE  8=INCR.WIRE  C=COURSE  F=FINE T=TUBE DIMS  S=SAVE  X=EXIT  H=HELP
```

```
 7547                   GAMMA / OMEGA OPTIMIZER PROGRAM              on4un/on6wu

                                          GAMMA WIRE LENGTH = 300.0 mm
      DIAMETER DRIVEN ELEMENT =  400                           11.81 inch
      DIAMETER GAMMA ROD =  30            GAMMA CAPACITOR =   176 pF (C1)
      SPACING CENTER TO CENTER =  500     OMEGA CAPACITOR = 262.5 pF (C2)
                                          ROD LENGTH = 450.0 cm
      DESIGN FREQUENCY =  3.55 MHz                     177.2 inches

      TUNING RATE = 5  %                  FEEDLINE-Z = 50  ohm

                        Press F/C to change tuning rate

       ANTENNA IMPEDANCE                                   MATCHED IMPEDANCE
     FREQ         Real / Imag              SWR               Real  /   Imag
     3.500        25.3 / -52.0             1.18              44.1  /   -5.3
     3.510        24.8 / -49.4             1.02              49.8  /    0.8
     3.525        23.7 / -45.6             1.30              59.7  /   10.9
     3.550        21.3 / -38.4             2.04              87.4  /   30.2
     3.575        18.7 / -30.0             3.18             145.1  /   42.3
     3.600        16.1 / -20.8             4.82             240.3  /  -13.5

1=DECR.C1 2=INCR.C1  3=DECR.C2  4=INCR.C2  5=DECR.ROD  6=INCR.ROD   Z=CABLE-Z
7=DECR.WIRE  8=INCR.WIRE  C=COURSE  F=FINE T=TUBE DIMS  S=SAVE  X=EXIT  H=HELP
```

Рис.13.36. Расчет омега-согласующей цепи для антенны Уда-Яги диапазона 80 метров. В верхней таблице выведены параметры для CW части диапазона. Гамма элемент настроен на КСВ = 1 на 3.51 МГц. В нижней таблице параметры для SSB части диапазона. Настройка проводилась для получения КСВ = 2 или лучше в диапазоне от 3.73 до 3.82 МГц. Ширина полосы по КСВ < 2 примерно 100 кГц.

На Рис.13.36 показана схема, полученная с помощью модуля GAMMA\OMEGA OPTIMIZER программы YAGI DESIGN.

Для того, чтобы получить равномерную и гладкую кривую КСВ на обоих концах диапазона, я решил применить два набора гамма/омега конденсаторов, с общим согласующим омега-стержнем. Для выбора одного из наборов используются два вакуумных реле. Схема с номиналами элементов приведена на Рис.13.37, также показаны найденные графики КСВ и наихудшее значение защиты. Из графиков видно, что антенна демонстрирует хорошее согласование и защиту как в CW части диапазона (от 3.5 до 3.55 МГц), так и в SSB части (от 3.73 до 3.8 МГц), наилучшие показатели в точках 3.51 и 3.79 МГц.

Антенна также может быть и прямо подключена к фидеру, если активный элемент разрезан и изолирован от стрелы. В разделе 3.10.4 в деталях описаны два весьма привлекательных варианта.

3.5.8. Механическая конструкция элементов.

Для нашей теоретической модели с постоянным диаметром элементов, половинные длины элементов равны:

- Директор/рефлектор: 18.2 м.
- Активный элемент: 19.60 м.

В терминах длин волн (f = 3.79 МГц), размеры антенны составляют:

- Директор/рефлектор: 0.46 λ.
- Активный элемент: 0.4955 λ.
- Расстояния между элементами: 0.1517 λ.

Окончательная длина элементов, измененная с учетом применения сужающихся секций, будет существенно больше, и может быть рассчитана с помощью модуля ELEMENT TAPER программы YAGI DESIGN. В зависимости от конкретной схемы, полный размер рефлектора может составить 42 м. Есть два практических подхода к построению таких длинных элементов:

- Полностью трубчатая конструкция.
- Трубчатые концы и решетчатые центральные секции.

Первый подход используется в полноразмерной антенне Уда-Яги, построенной OZ8BV, I5NPH и W6MBK. Элементы усилены сбоку и сверху для достижения требуемой прочности.

Физическая разработка трубчатых элементов может быть проведена с помощью модулей ENTER YOUR OWN DESIGN, ELEMENT TAPER, ELEMENT STRENGTH программы YAGI DESIGN.

Выше определенного диаметра, решетчатая конструкция может оказаться более экономичной, чем полностью

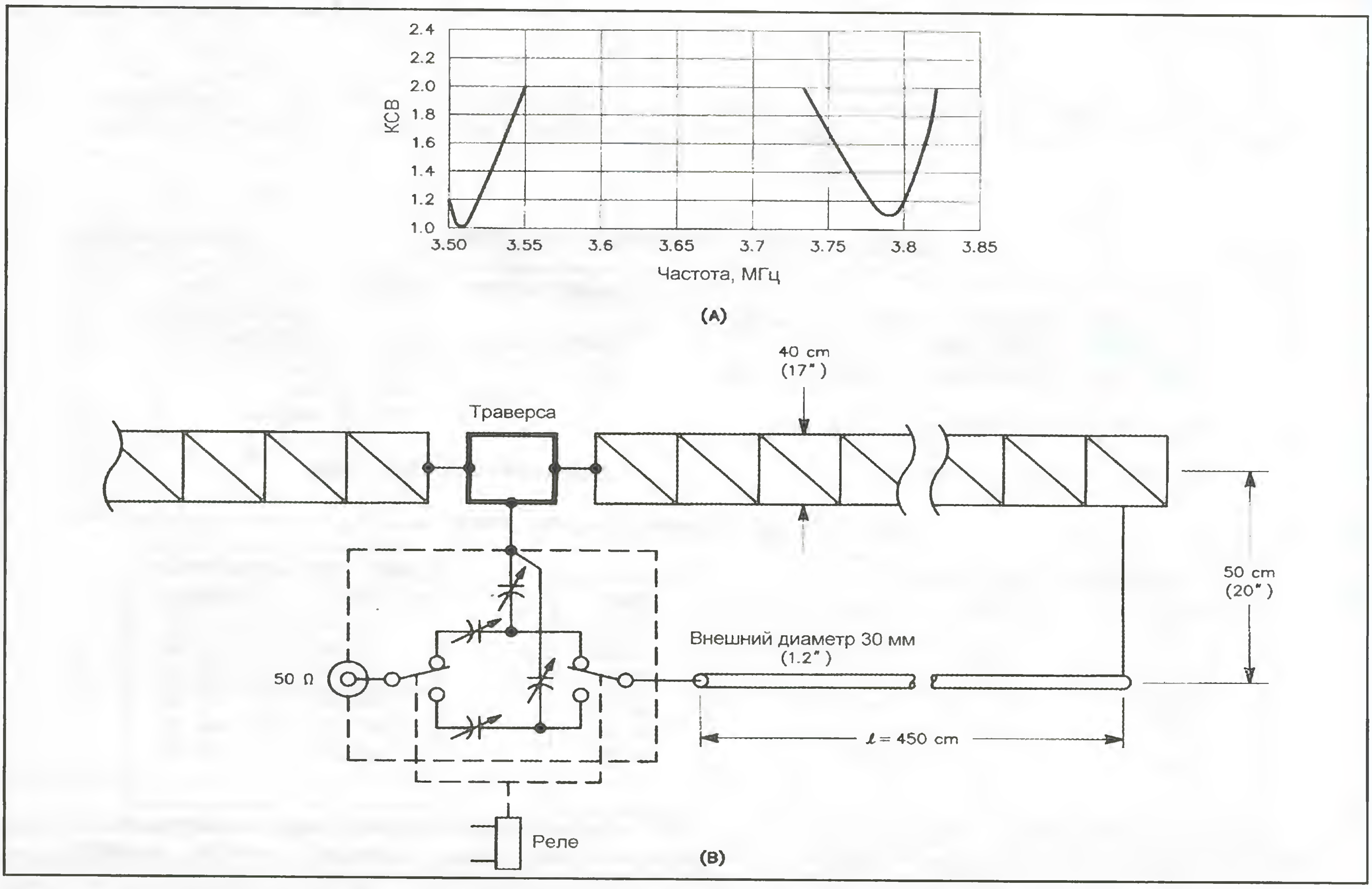


Рис.13.37. А – графики КСВ для 3-х элементной полноразмерной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров (оптимизирована на 3.51 и 3.79 МГц), полученные при использовании схемы омега-согласования, показанной на В. Используется общий согласующий омега-стержень. Переключение между CW и SSB частями диапазона производится выбором одного из двух наборов конденсаторов (последовательных и параллельных) с помощью вакуумных реле.

Рис.13.38. Четырехэлементная полноразмерная антенна Уда-Яги диапазона 80 метров на 30 м стреле. Антенна применялась на соревновательной станции PJ9M на Кюрасао. Эта ультралегкая антенна подходит только для кратковременных периодов соревнований, и определенно не может противостоять сильному ветру.

трубчатая. Решетчатая конструкция создает меньшую ветровую нагрузку и существенно меньше весит. Этот подход использовался OH6RM (Рис.13.38) в его полноразмерной антенне 80 метров диапазона. На Рис.13.39 показаны две возможные конструкции, где решетчатая центральная секция удлинена 10 м сужающимися секциями.

Для сохранения веса антенны в разумных пределах и для достижения требуемой прочности, возможно, окажется необходимым устройство оттяжек для центральных частей элементов по направлению к стреле. Расчет центральной секции (т.е., секции с оттяжками) может быть выполнен с использованием подхода, описанного у Лисона [964]. Секции без оттяжек рассчитываются по программе YAGI DESIGN.

3.6. Постройка полноразмерной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров.

Разработка замечательной конструкции на бумаге (в действительности, на экране) – это одно, а ее физическая реализация, сборка и удержание в воздухе – это другое!

3.6.1. Механическая конструкция DJ6JC.

3-х элементную антенну диапазона 80 метров, описанную здесь, построил Х.Ламп, DJ6JC, который имеет свою компанию (WIBI), производящую коммерческие радио башни и антенные системы.

DJ6JC разработал и построил элемент длиной 36.42 м, который полностью выполнен из квадратных сужающихся решетчатых секций. В центре (возле стрелы) ферма имеет размер 42 см, к концам она сужается примерно до 5 см. Решетчатые секции сделаны из алюминиевых брусков. В качестве четырех горизонтальных частей используются бруски размером 20, 15 и 10 мм, наклонные части изготовлены из брусков размером 10, 8 и 6 мм. Полный вес элемента всего 114 кг. Это исключительно мало, если сравнить с полноразмерным элементом антенны диапазона 40 метров, описанной в разделе 3.3.3. который весит в полтора раза больше.

Эта разработка имеет невероятно малое провисание в 30 см на всю длину, без всяких поддерживающих тросов! Рис.13.40 ясно показывает, что провисание полноразмерного элемента диапазона 80 метров едва заметно невооруженным глазом.

Очевидно, что такие элементы подходят во всех случаях, кроме, может быть, сильнейших ураганных ветров.

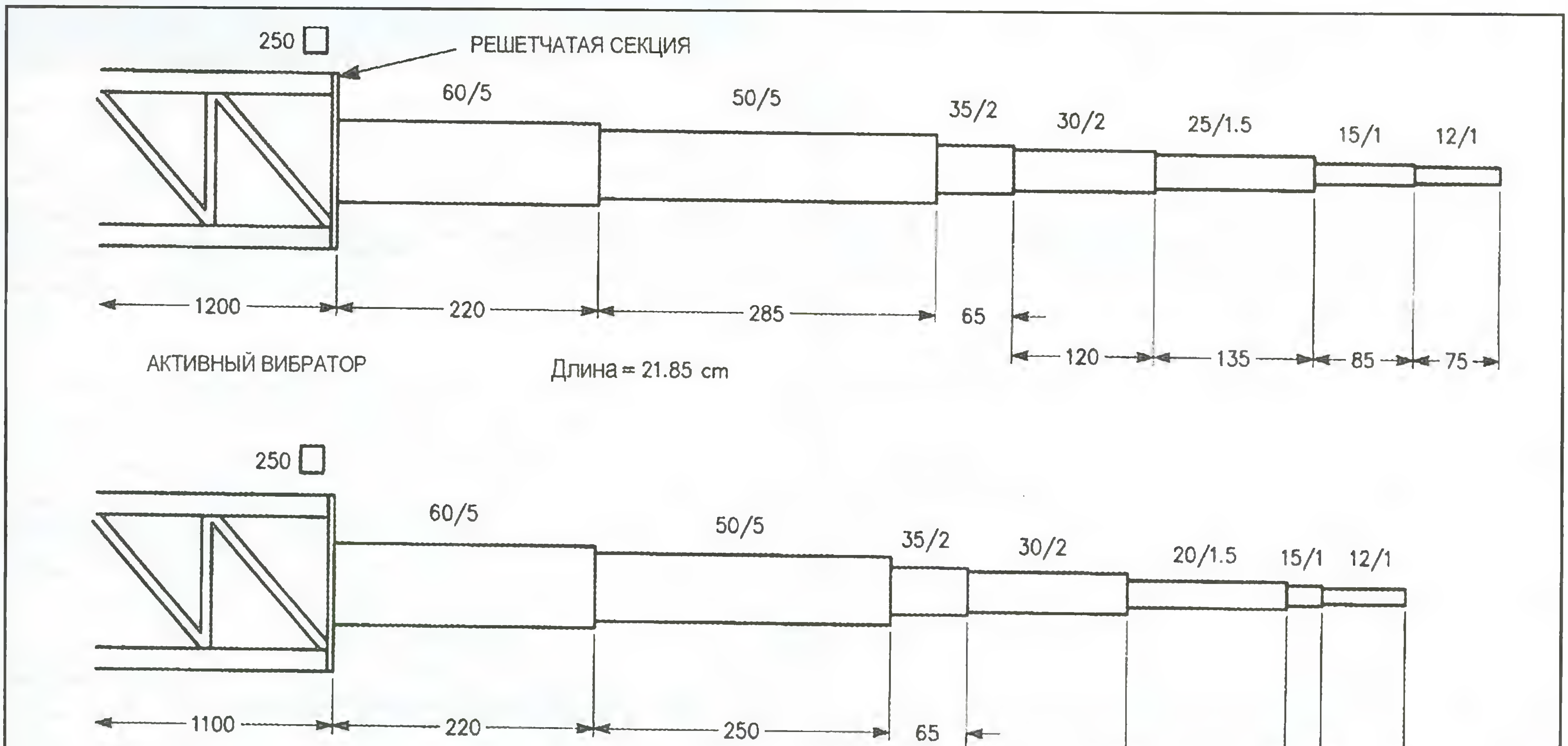


Рис.13.39. Возможные конструкции полноразмерного элемента антенны диапазона 80 метров. В обоих примерах мы видим 10 и 11 м трубчатые сужающиеся секции (как в полноразмерном элементе диапазона 40 метров), которые удлиняют решетчатую секцию. Решетчатая секция может быть усилена сверху и сбоку для достижения требуемой прочности и устранения провисания.

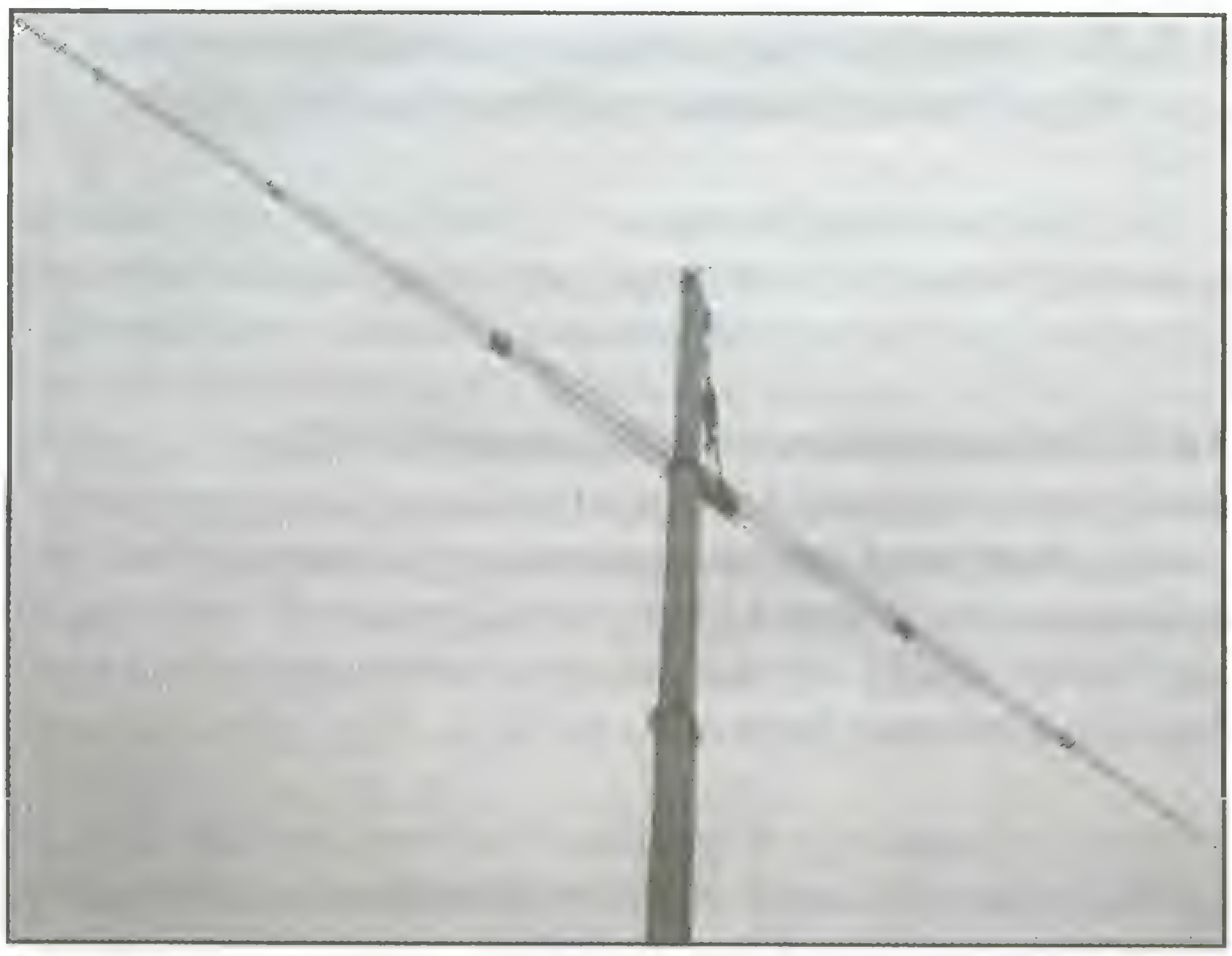


Рис.13.40. Замечательный полноразмерный элемент диапазона 80 метров, весящий всего 114 кг и противостоящий скорости ветра 160 км/ч. Элемент поднят на высоту ½λ для проведения измерений резонансной частоты. Если вы не уверены, то еще раз подтвердим – поддерживающих оттяжек нет. Этот полностью самонесущий элемент имеет провисание всего 30 см. Механическую разработку выполнил Х.Ламп, DJ6CJ.

Размеры и конструкция антенны, построенной DJ6CJ, приведены на Рис.13.41.

Решетчатые элементы соединяются со стрелой с помощью четырех пластин толщиной 2.5 см из армированного стеклопластика.

Такая конструкция позволяет сохранить паразитную емкость (между элементом и стрелой) на уровне 64 пФ! На Рис.13.32 показано, как разрезанный элемент (горизонтальный) устанавливается на стрелу (вертикальная). Хорошо видны пластины из армированного стеклопластика.

Мало доступна, если вообще существует, информация об электрическом поведении элементов с такой важной (и непрерывной) схемой сужения. ON6WU и я решили определить электрическую длину элемента в экспериментальной установке.

При предыдущем моделировании мы узнали, что для SBB диапазона резонанс директора должен быть на 4.005 МГц. В такой конфигурации пассивный элемент не должен был иметь нагрузочной катушки (шпильки), а его изолированные половины могли замыкаться просто через контакты вакуумного реле (см. Рис.13.42).

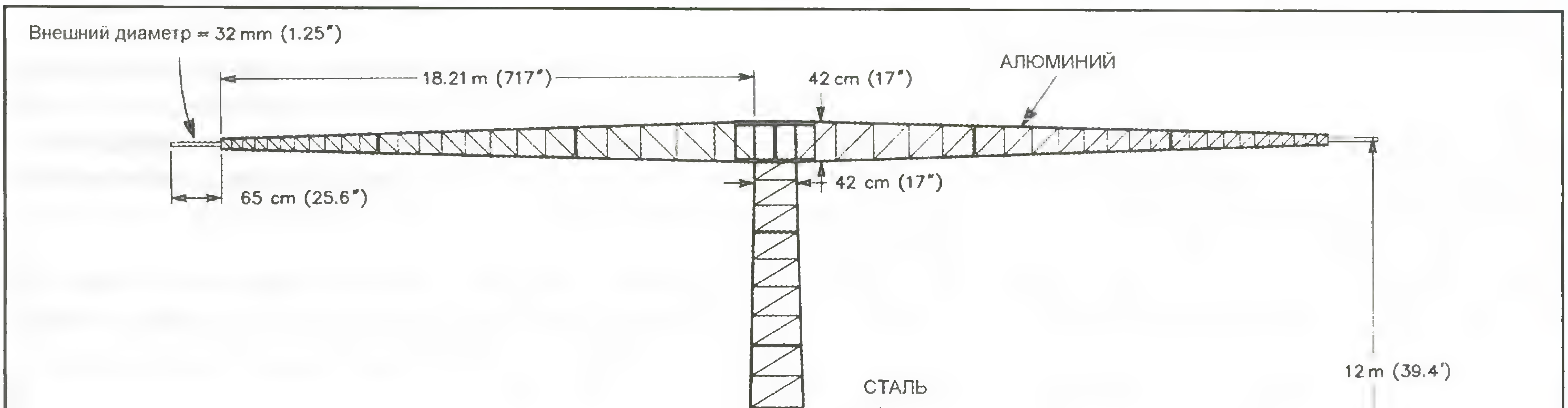


Рис.13.41. Размеры элементов антенны Уда-Яги диапазона 80 метров, которые использовал Х.Ламп, DJ6CJ. Элемент по всей длине, за исключением трубчатых концов, выполнен из решетчатой непрерывно сужающейся фермы квадратного сечения. Возле стрелы размер фермы 42 см. К концам элемента (18.2 м) ферма сужается до 5 см. Внешние трубчатые концы (внешний диаметр 32 мм) используются для подстройки окончательной длины элемента. Решетчатая конструкция изготовлена из сплошных алюминиевых брусков и вести примерно 57 кг для одного плеча. Полное провисание составляет невероятную величину 30 см.

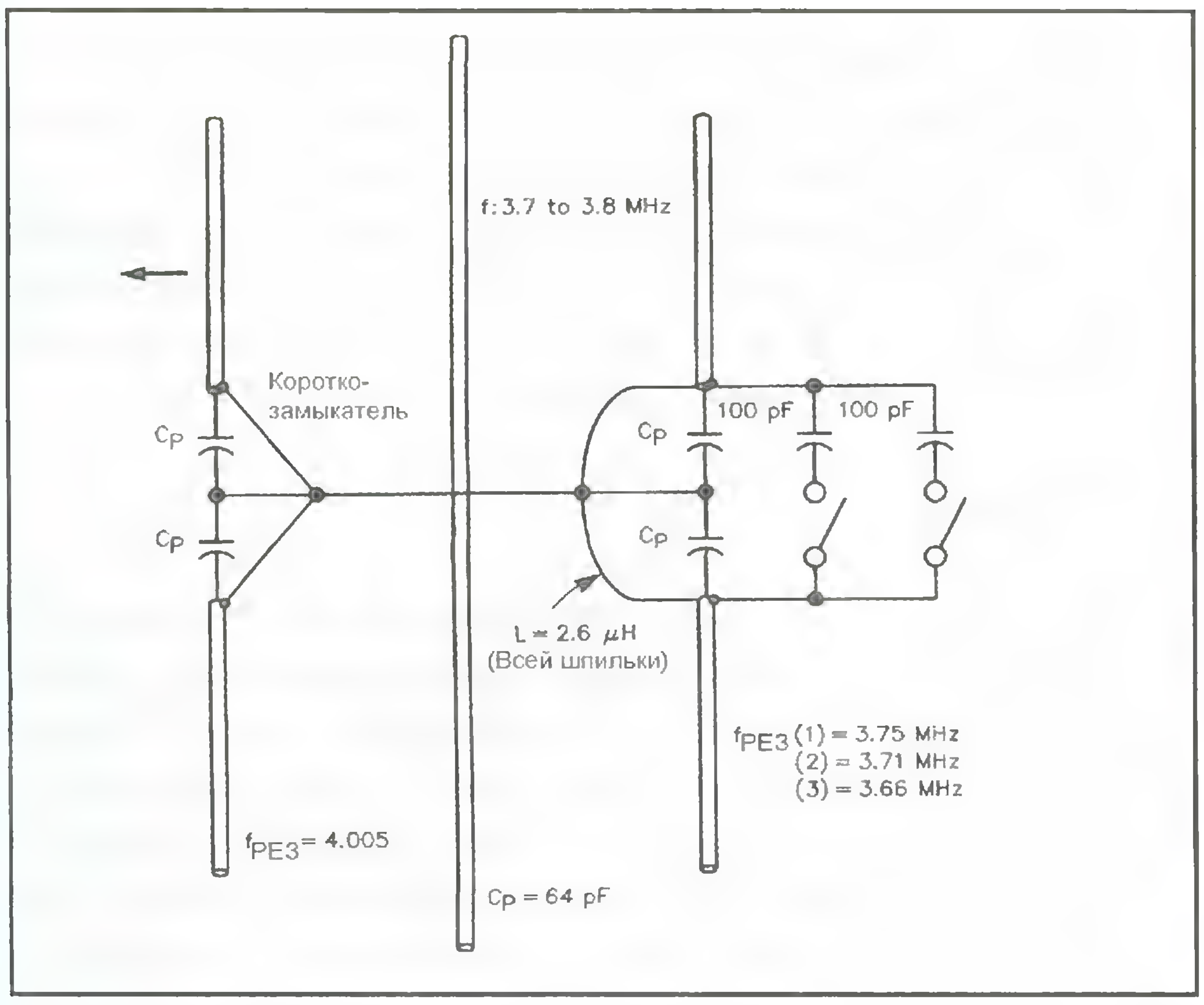


Рис.13.42. Добавление конденсатора параллельно центральному изолятору рефлектора делает возможным получить отношение переднего/заднего излучения лучше, чем 25 дБ на любой частоте от 3.68 до 3.8 МГц. Включение параллельной емкости 100 пФ оптимизирует защиту в полосе частот от 3.73 до 3.76 МГц, 200 пФ – от 3.68 до 3.73 МГц. Детали описаны в тексте.

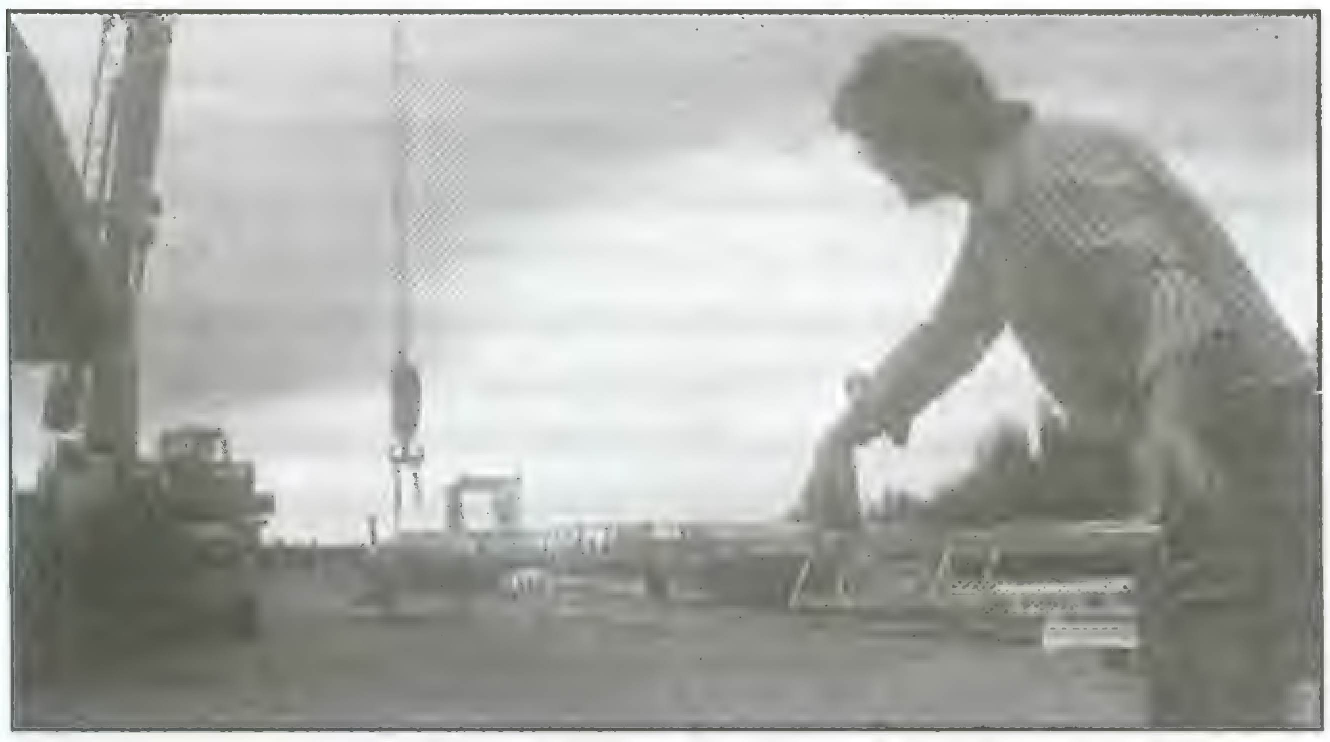


Рис.13.43. Для установки резонанса директора на частоту 4.005 МГц, для рабочей частоты 3.8 МГц, используется подбор длины трубчатых концов элемента. Для проведения измерений резонансной частоты элемент поднимается на рабочую высоту ½ λ. Заметьте, что провисание элемента практически невидимо, глядя вдоль него.

Элемент длиной 36.42 м был поднят на высоту 38 м (½λ) с помощью гидравлического крана, его импеданс измерялся с помощью анализатора цепей HP. Затем мы компенсировали емкость 32 пФ (с помощью модуля SHUNT IMPEDANCE программы NEW LOW BAND SOFTWARE), включенную параллельно импедансному мосту, резонансная частота элемента сместилась на 4.090 МГц. Для смещения частоты на 4.050 МГц к решетчатым элементам были добавлены трубчатые надставки длиной 65 см и внешним диаметром 3 см. На Рис.13.43 показаны трубчатые надставки, подобранные для смещения резонанса элемента на частоту 4.005 МГц. Обратите внимание еще раз, насколько прямолинеен элемент. Интересно отметить, что входное сопротивление при резонансе равняется 67 Ом, что вполне совпадает с величиной, рассчитанной ELNEC при моделировании элемента постоянного диаметра 100 мм на той же высоте (1 λ) над хорошей землей.

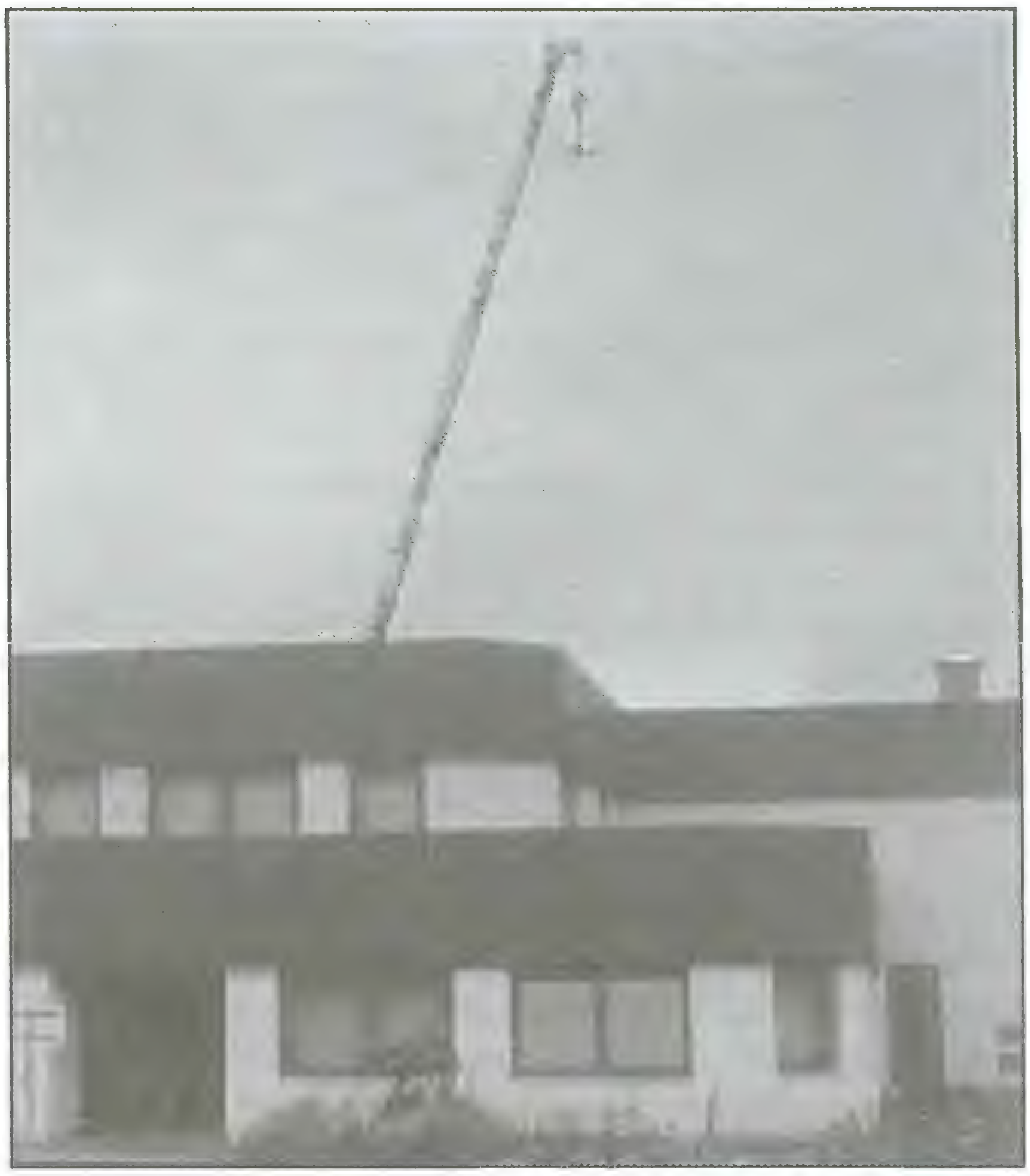


Рис.13.44. 80 метровый полноразмерный диполь, поднятый на высоту 38 м над рабочим местом DJ6CJ (Х.Ламп), который разработал выдающуюся механическую конструкцию антенны Уда-Яги диапазона 80 метров.

Затем мы установили шпильку для снижения резонанса до 3.745 МГц, как требовалось. Согласно расчетам, требуемая длина шпильки 196 см, однако реально подошла длина 175 см. Разница в 10% вызвана, вероятно, индуктивностью перемычек, соединяющих элемент со шпилькой.

Для работы в диапазоне CW резонансная частота рефлектора составляет 3.465 МГц, что достигается установкой шпильки длиной 350 см.

Резонанс активного элемента затем устанавливается на частоту 3.745 МГц, при помощи удлинения решетчатой секции (2 × 18.21 м) алюминиевыми трубками длиной 3.5 м и диаметром 3.2 см. Резонансная частота 3.745 МГц обеспечивает хороший баланс между положительным (на 3.79 МГц) и отрицательным (на 3.51 МГц) реактивным сопротивлением, как описано в разделе 3.5.7.

Процедура измерения резонансной частоты для каждого элемента исключает догадки при оптимизации конструкции для достижения лучших характеристик. Очевидно, что определение резонанса должно проводиться для одиночного элемента; то есть без всякого взаимного влияния между элементами.

Таким образом, проводилось определение частоты и в нашем случае (сначала моделирование антенны, затем изолирование элементов для определения их электрической длины).

На Рис.13.44 показан полноразмерный элемент диапазона 80 метров, поднятый гидравлическим краном на высоту 38 м, на месте работы DJ6CJ.

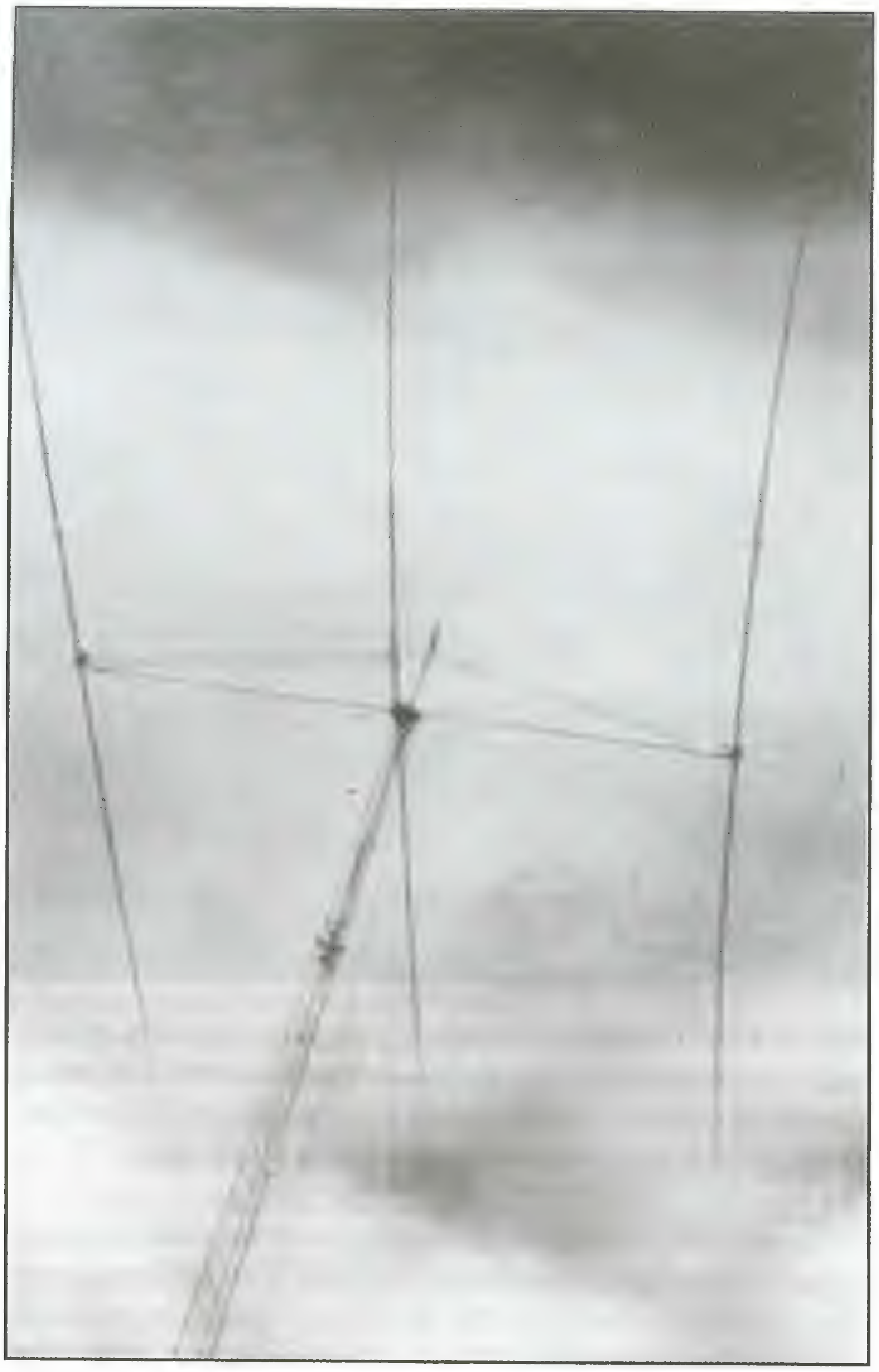


Рис.13.45. На этом рисунке ясно показан весь такелаж, использованный OZ8BV для сохранения на башне 3-х элементной полноразмерной антенны неповрежденной в течение 5 лет (1998).

Рис.13.46. 3-х элементная полноразмерная антенна Уда-Яги, OZ8BV, на вершине его 48 м башни на датском берегу Балтийского моря. Да, все это на рисунке – соленая вода. В антенне используется удаленная настройка директора и рефлектора, как описано в разделе 3.5.6.

Важно, чтобы электрические измерения проводились на той же высоте, на которой будет установлена антенна, а также над такой же поверхностью земли. Было очень поучительно обнаружить, что резонансная частота элемента длиной 36.42 м изменилась от 3.5 МГц прямо над землей до 4,1 МГц на высоте 38 м. Между высотами 20 и 38 м резонансная частота сместилась на 200 кГц.

Стрела.

Стрела для такой большой антенны изготавливается из решетчатых секций квадратного сечения, способных выдержать очень большой изгибающий момент. В центре стрелы (в точке крепления к мачте) момент составляет примерно 7000 кг-м в вертикальной плоскости (весовая нагрузка без оттяжек) и 4000 кг-м в горизонтальной плоскости. Это в 25-30 раз больше, чем моменты, с которыми мы сталкивались в полноразмерной антенне диапазона 40 метров.

Здесь возможны два варианта. Вы можете сконструировать стрелу требуемой прочности без оттяжек, либо вы можете положиться на оттяжки для обеспечения прочности. Я советую использовать оттяжки только для компенсации провисания стрелы.

В конструкции DJ6CJ стрела состоит из стальных решетчатых секций квадратного сечения. На Рис.13.32 показано соединение элементов со стрелой.

Элементы изготовлены из алюминия (по соображениям веса), а каждая половина стрелы содержит четыре 3-метровые секции-фермы. В стреле используются стальные бруски (не трубки!) из стали с высоким пределом текучести. Стрела имеет размер 62 см в середине и сужается до 42 см к концам. Общий вес стрелы около 1500 кг.

Оттяжки используются на стреле только для приведения провисания к нулю. Боковое усиление здесь не требуется.

Включая все детали соединения элементов со стрелой, общий вес этой полноразмерной 3-х элементной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров равен примерно 1850 кг.

3.6.2. Конструкция OZ8BV.

Доктор Бен Меллер, OZ8BV, первоначально использовал укороченную 3-х элементную антенну KLM, которая развалилась на куски при первой буре, обрушившейся на датское побережье. Бен последовательно укреплял конструкцию, используя обширное боковое и верхнее усиление, но все еще был недоволен электрическими характеристиками антенны.

Это заставило его построить свою собственную 3-х элементную полноразмерную антенну Уда-Яги, согласно методам, изложенным в разделе 3.5, включая настройку отношения переднего/заднего излучения (см. раздел 3.5.6).

OZ8BV широко использовал оттяжки и усиления для получения 3-х элементной полноразмерной антенны с весом 700 кг (всего! См. Рис.13.45).

Антенна работает уже 5 лет без повреждений, что говорит за такую конструкцию. Как видно из Рис.13.46, антенна установлена прямо на берегу Балтийского моря, она прошла через штормы с зарегистрированной скоростью ветра 160 км/ч.

Удаленная точная подстройка отношения переднего/заднего излучения достигается использованием вакуумных вариаторов, изменяющих настройку шпилек для достижения резонанса пассивных элементов, как описано в разделе 3.4.6. Также используется моментальный переворот направленности. Эта особенность исключительно удобна при измерении отношения переднего/заднего излучения. Используя калиброванное измерительное оборудование, Бен нашел значения защиты 30 дБ на любой частоте 80 метров диапазона. Кроме того, для него не было необычным получить значения 40 дБ и больше.

Антенна изготовлена полностью из алюминиевых трубчатых элементов. Схема сужающихся секций приведена в таблице А. Элементы разрезные, со вставкой в центре из стеклопластикового стержня (не трубки) внешним диаметром 83 мм.

Стрела имеет длину 18 м, диаметр 112.5 мм, толщину стенки 6 мм. На обоих концах стрела удлинена стеклопластиковыми трубками длиной 2.7 м, внешним диаметром 60 мм и толщиной стенки 4 мм. Эти надставки нужны для крепления боковых оттяжек элементов, как ясно видно на Рис.13.45. На стреле также имеются боковые оттяжки из 10 мм кевлара, и вертикальные оттяжки из 15 мм кевлара.

Элементы длиной 38 м имеют оттяжки в точках 4 и 7.82 м, изготовленные из 6 и 4 мм шнура из филистрана (кевлара). Элемент с такими размерами имеет резонанс на частоте 4.035 мм. Резонансные частоты элементов были измерены, на окончательной высоте подвеса, перед вычислением требуемых нагрузочных индуктивностей (см. также раздел 3.6.1).

Если вы позанимаетесь с моделирующей программой, то скоро найдете, что различные значения нагрузок дают мало отличающиеся в задней части диаграммы направленности. Бен отмечает, что он нашел лучшим оптимизировать диаграмму направленности на хорошую защиту для высоких углов (от 30^0 до 60^0), чем для низких углов. Это объясняется тем, что сильные сигналы, могущие вызвать QRM, всегда приходят от более или менее близких станций, направляясь с более высоких углов, чем DX. Таким образом, Бен предпочитает нулевую защиту на сигналах DX и бесконечную защиту от близких сигналов.

В качестве исходной нагрузки для двух пассивных элементов используется закороченный отрезок линии передачи, изготовленный из 10 мм трубок, разнесенных на 15 см (Z = 360 Ом), с расчетной длиной 176 см (но с действительной длиной 155 см, вакуумное реле управляет точкой закорачивания на 118 см). Эта линия имеет индуктивность 2.16 мкГн на частоте 3.79 МГц. Как описывалось в разделе 3.6.1. эта индуктивность должна дополняться параллельным конденсатором, чтобы получить требуемую нагрузку при работе в качестве рефлектора или директора. В конечном счете, для директора использовалась емкость 247 пФ, для рефлектора – 665 пФ. На каждом из двух пассивных элементов Бен установил два вакуумных конденсатора с двигателем, каждый из которых может быть включен параллельно нагрузочному шлейфу с помощью вакуумного реле. Система позволяет считывать емкость в операторском помещении с точностью до 1 пФ. Настройка производится с помощью шаговых двигателей. Такая конфигурация позволяет Бену точно настраивать параметры для достижения нужного отношения переднего/заднего излучения на любой желаемой частоте. Эта конструкция немного отличается от показанной на Рис.13.33, где при смене рефлектора на директор изменяются как длина шлейфа, так и емкость конденсатора.

Активный элемент настраивается в резонанс на расчетной частоте с помощью короткой секции линейной нагрузки. В этом практическом случае, на обоих концах активного элемента присоединяются отрезки линии длиной 82 см (проводники диаметром 10 мм с расстоянием 13.5 см), отнесенные от активного элемента на расстояние 14.5 см. Длина этих шлейфов может подстраиваться для настройки элемента на рабочую частоту. Входное сопротивление в точке питания примерно 14 Ом. Это сопротивление может быть легко согласовано с линией 50 Ом с помощью четвертьволнового трансформатора 25 Ом, содержащего две параллельные линии 50 Ом, свитые для формирования токового симметрирующего устройства ($15 \times 50 \approx 25^2$). Диаметр свивки должен быть примерно 30 см, что дает на частоте 3.8 МГц сопротивление примерно +j1500, эффективно развязывающее токи основной частоты (см. также Рис.13.88, где четвертьволновый трансформатор 37.5 Ом использовался с антенной несколько большего сопротивления).

3.6.3. Выводы по полноразмерным антеннам Уда-Яги диапазона 80 метров.

Такой проект, как конструирование полноразмерной 3-х элементной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров, не может быть простой задачей. До сих пор очень немного полноразмерных антенн 80 метрового диапазона имели долгий срок жизни. В зависимости от того, на какую максимально допустимую скорость ветра вы рассчитываете, вес 80 метрового «монстра» колеблется от 700 до 2000 кг.

Значительна стоимость материалов, не говоря уже о сотнях часов труда, вложенного в такой проект.

Таблица А. Схема сужающихся секций для полноразмерной антенны OZ8BV диапазона 80 метров. Секции были рассчитаны с помощью модуля ELEMENT STRENGTH программы ON4UN YAGI DESIGN. Вес элемента около 62 кг.

	Секция№1	Секция№2	Секция№3	Секция№4	Секция№5	Секция№6	Секция№7	Секция№8	Секция№9
Диаметр(мм)	90	75	60	35	30	25	18	14	10
Стенка(мм)	3	3	3	2	2	1.5	1.5	1	1

Описанные в разделе 3.5 и реализованные OZ8BV и DJ6CJ конструкции являются передовыми благодаря следующим возможностям:

- Моментальная смена направленности на 1800 без ухудшения характеристик.
- Моментальное переключение между SSB и CW диапазонами без ухудшения характеристик у DJ6CJ (антенна OZ8BV не работает на CW).
- Оптимальное отношение переднего/заднего излучения в широкой полосе частот, достигнутое с помощью компенсации управляемыми конденсаторами.

Механические конструкции как OZ8BV, так и DJ6CJ имеют следующие выдающиеся достоинства:

- Полноразмерные самонесущие элементы DJ6CJ изготовлены из непрерывно сужающихся решетчатых алюминиевых секций и имеют исключительную прочность и невероятно малое провисание в 30 см при полной длине элемента около 40 метров.
- Конструкция OZ8BV изготовлена из классических трубчатых алюминиевых материалов, ее выдающаяся долговечность доказывает отличную инженерную проработку.

3.7. Нагруженные антенны Уда-Яги диапазона 80 метров.

Полноразмерные 80 метров антенны Уда-Яги – не для каждого. Вложения очень велики, и эти антенны, скажем так, трудны для поддержания и сопровождения. Будучи тщательно спроектированы и качественно изготовлены, антенны с укороченными элементами могут работать так же хорошо, как и полноразмерные антенны. 3-х элементная антенна с укороченными элементами может иметь такую же направленность, что и полноразмерный вариант. Рассмотрим некоторые интересные конструкции, появившиеся в последнее время в литературе и Интернете.

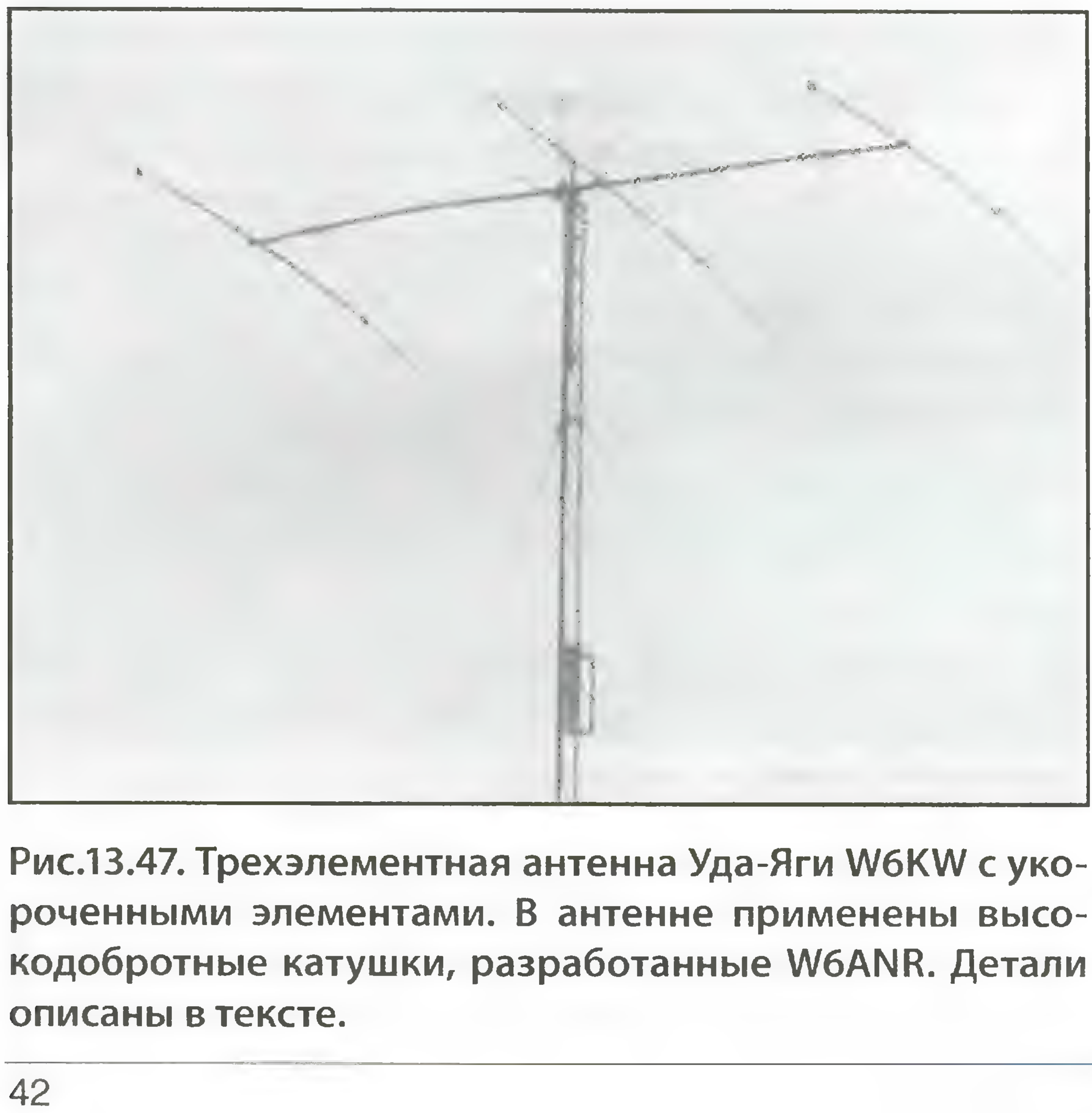


Рис.13.47. Трехэлементная антенна Уда-Яги W6KW с укороченными элементами. В антенне применены высокодобротные катушки, разработанные W6ANR. Детали описаны в тексте.

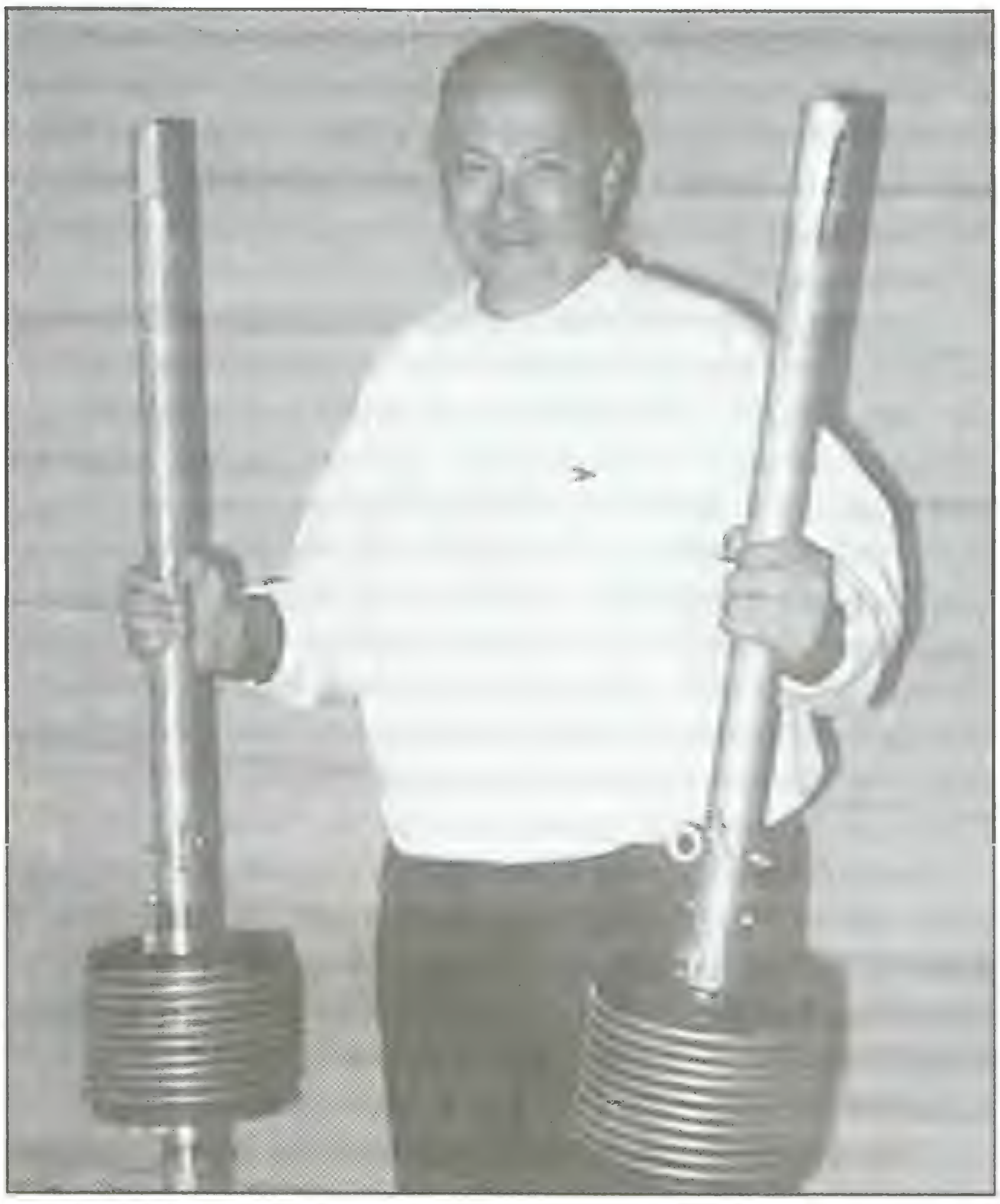


Рис.13.48. W6KW держит две катушки для своей новой антенны диапазона 80 метров, разработанные W6ANR. Эти катушки имеют 7 дюймов в диаметре и демонстрируют добротность около 700!

3.7.1. 3-х элементная антенна Уда-Яги W6KW с высокодобротными нагрузочными катушками.

Питер Далтон, W6KW, опубликовал [977] конструкцию, которая снова заставляет нас задуматься о нагрузочных устройствах для антенн с укороченными элементами (см. Рис.13.47). До последнего времени общепринятым было мнение о том, что наилучшим решением для укороченных низкочастотных антенн будут линейные нагрузочные устройства, применяемые KLM и M-Square, так как они имеют низкие потери. Это было общим предположением.

Практические эксперименты показали, что для этой конструкции, вероятно, из-за неконтролируемого излучения от наклонных нагрузочных проводов, не достигается тот уровень направленности, который мог быть получен при полностью горизонтальных элементах.

Это оставляет нас перед выбором между линейными нагрузками, расположенными вдоль элементов (как в 40 метров антеннах KLM) и емкостными или индуктивными нагрузками. До последнего времени, однако, считалось, что нагрузки-катушки в основном приводят к потерям. Действительно ли это так?

Дэвид Пэдрик, W6ANR (экс-KC7LU и WB6IIS) решил в деталях проанализировать нагрузочные катушки и нашел, что большинство коммерческих катушек имеют плохую добротность. Но, кроме того, Дэвид пришел и к выводу, что не так трудно изготовить катушки с добротностью 650 и выше.

Однако, размеры являются весьма критичными, и катушки с высокой добротностью, выдерживающие большие мощности, получаются весьма большими (см. Рис.13.48). Самой по себе катушки с высокой добротностью недостаточно, также необходимы малые потери в радиочастотных соединениях с ними. Это является самым важным моментом, и именно по этой причине множество коммерческих конструкций работают плохо. Хорошие радиочастотные соединения – такие, которые являются широкими по отношению к своей длине. Это справедливо для всех радиочастотных проводников вообще. Также важна точка включения катушки в элемент (см. главу 7, раздел 2.3.3.2).

Мы можем сдвинуть высокодобротную катушку дальше по элементу, что повышает сопротивление излучения без внесения дополнительных потерь.

Давид определил, что коммерческие антенны Уда-Яги, использующие элементы с нагрузками в виде линейных наклонных шлейфов, имеют два вида проблем: худшее отношение переднего/заднего излучения (из-за излучения от наклонных нагрузочных шлейфов), и накапливающиеся резистивные потери, из-за способа их построения. Он отметил, что длина провода линейной нагрузки в 2-3 раза больше, чем длина провода или трубки в высокодобротной катушке, при одинаковом значении нагрузки. Кроме того, толщина нагрузочного шлейфа является только частью того, что можно получить с высокодобротной катушкой. Плохие соединения с элементом, реле и перемычки, использующиеся для переключения диапазонов усугубляют эти проблемы, и все эти критичные детали ухудшаются со временем.

Переход от линейного нагрузочного шлейфа к катушке (при включении в том же месте) означает уменьшение сопротивления излучения, при той же величине потерь. Причина одна: катушка не излучает, а линейное нагрузочное устройство излучает (так как токи в обоих проводах компенсируют друг друга не полностью, как показано в главе 9, раздел 3.1.5). Однако незначительное уменьшение сопротивления излучения не может перевесить возможное уменьшение резистивных потерь. Это то, что нашел W6ANR. Кроме того, видимо, будет легче поддерживать низкие потери в хорошо сконструированной катушке, чем в шлейфе.

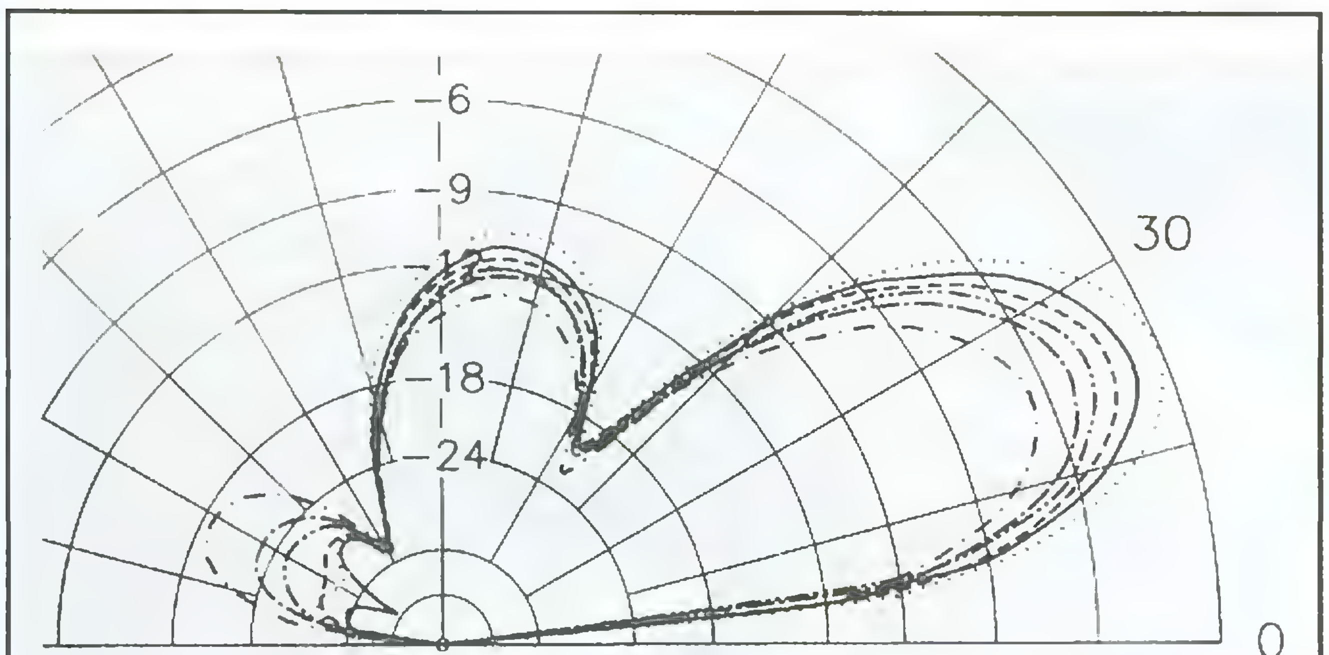


Рис.13.49. Вертикальная направленность 3-х элементной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров (конструкция сходна с W6KW) для различной добротности нагрузочных катушек.

В новой антенне W6KW используются элементы размером примерно 2/3 от полной длины, он включил катушку на расстоянии 6.85 м от центра элемента. В этом практическом примере, для приведения элементов в резонанс, потребовалась катушка индуктивностью 17 мкГн.

Окончательная точная настройка элементов производилась при помощи изменения длины концов элементов. Катушка в 17 мкГн имеет реактивное сопротивление $2\pi \times 3.8 \times 17 = 405$ Ом. Добротность 650, как показывает W6KW, дает последовательные резистивные потери в $405/650 = 0.642$ Ом на одну катушку.

Я рассчитал влияние добротности на КНД и направленность. Влияние на КНД приведено в таблице 13.8.

В типичной 3-х элементной антенне Уда-Яги с нагрузочными катушками и рефлектором, расположенным ближе к активному элементу, чем директор, амплитуда тока в рефлекторе почти такая же, что и в активном элементе, тогда как директор имеет всего от 15 до 20% тока. Отсюда следует, что влияние потерь катушки на КНД будет одинаковым для рефлектора и активного элемента, но существенно меньшим для директора. Другими словами, если у вас есть катушка с потерями, лучше включайте ее в директор.

Для «приемлемых» добротностей оказывается, что влияние добротности на направленность очень невелико. Антенна, оптимизированная на исключительную защиту без потерь в катушке, может показать даже слегка большую направленность при внесении потерь в 1-2 Ома! (см. Рис.13.49). Слишком высокие потери снижают взаимное влияние элементов до такой степени, что в элементах уже не могут быть получены должные значения амплитуды и фазы токов, требующиеся для достижения хорошей защиты. Касаясь направленности, в используемой нами модели оказывается, что с добротностью 200 можно получить более глубокий провал ДН, чем при добротности 400, что совершенно не относится к делу и работает лишь только в модели, а не на реальной антенне. В общем можно сказать, что, относительно направленности, увеличение добротности от 150 до 200 почти не улучшает направленность, однако, с точки зрения общего усиления антенны, чем больше добротность, тем больше усиление. Для добротности 700 и 175 разница в КНД антенны составит около 1 дБ, чем определенно нельзя пренебрегать – это как будто вы теряете 30% мощности!

Как изготовить катушку с высокой добротностью.

Частично на этот вопрос отвечают Рис.13.50 и 13.51. где показаны нагрузочные катушки, изготовленные W6ANR. Толстый медный трубчатый проводник (6 мм или ¼ дюйма) и хороший контакт с малыми потерями. Но это не все. В катушке присутствуют не только последовательные, но и параллельные потери. Ток утечки между соседними витками катушки вызывает параллельные потери. Если сохранять добротность на уровне 800, это означает, что эквивалентное последовательное сопротивление (для реактивного сопротивления 400 Ом) должно быть $400/800 = 0{,}5$ Ом. Эквивалентное параллельное сопротивление потерь равно $400 \times 800 = 320$ кОм.

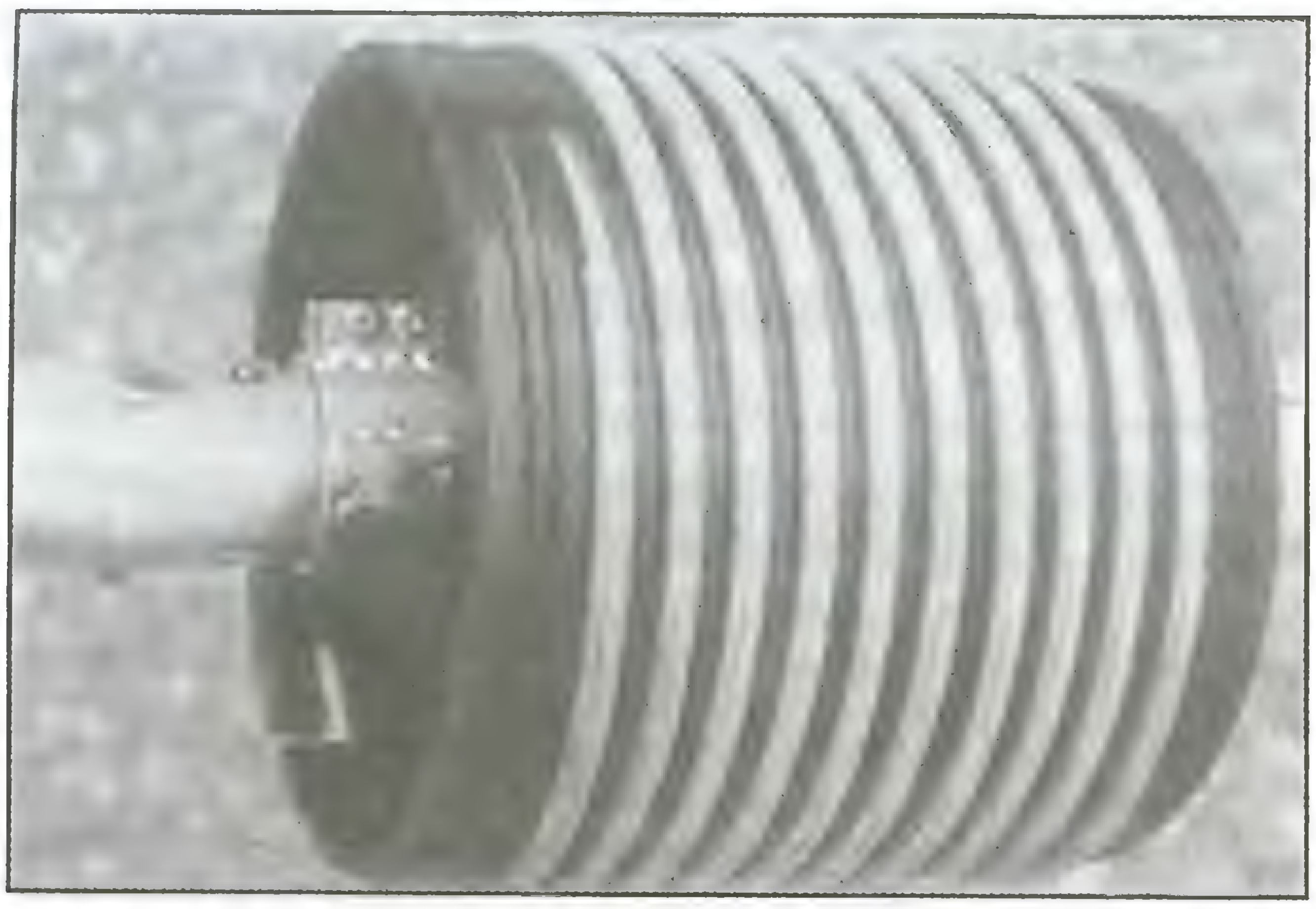


Рис.13.50. Нагрузочная катушка W6ANR, навитая из ¼ дюймовой медной трубки на форме с желобками из пластика ABS, 10 дюймов в длину и 7 дюймов в диаметре. Обратите внимание на сильные, большие по площади зажимы, присоединяющие катушку к элементу. Медная навивка покрыта пластиковой термоусадочной трубкой, защищающей поверхность от загрязнений и предотвращающая утечку тока.

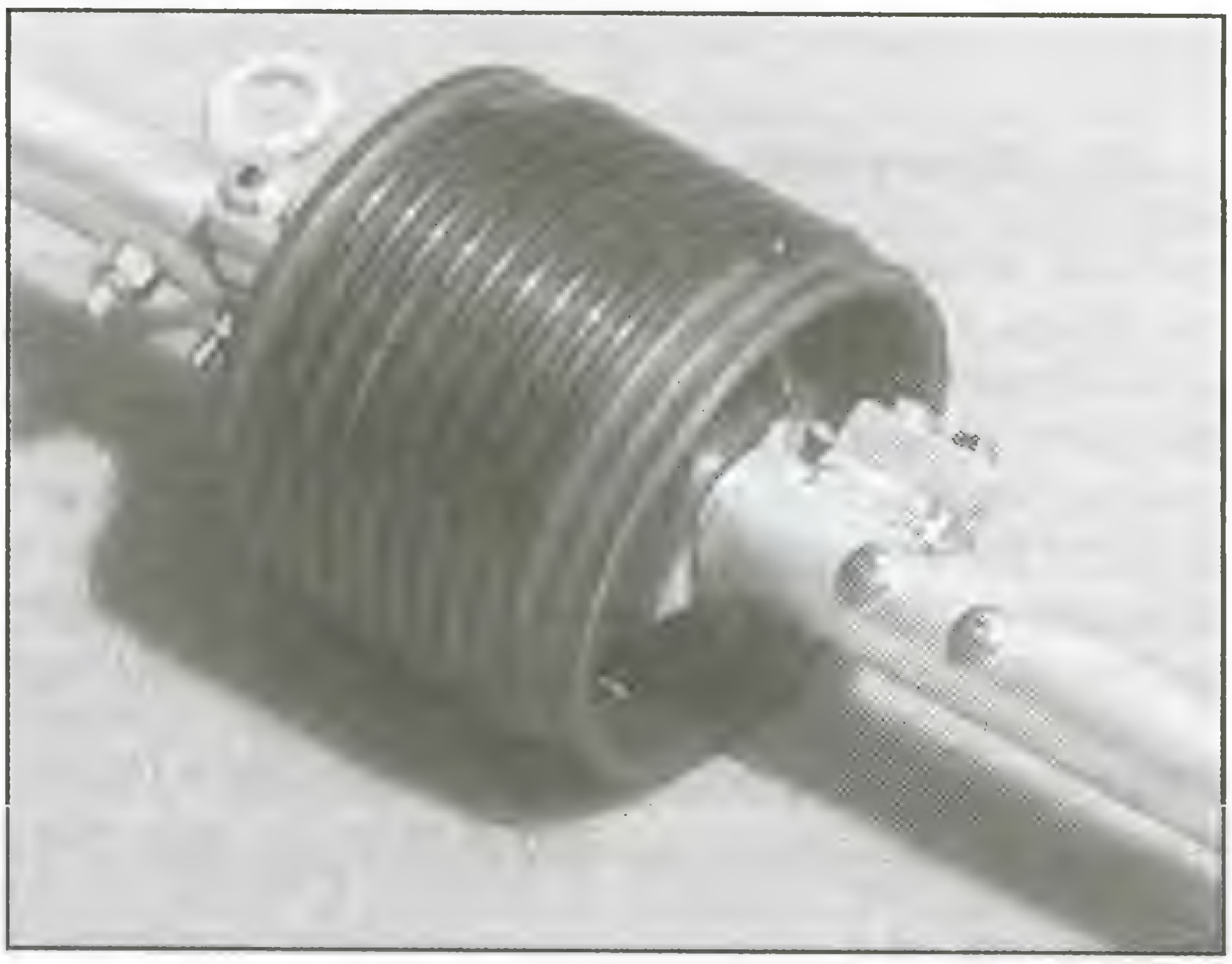


Рис.13.51. Сорокаметровая высокодобротная нагрузочная катушка, разработанная W6ANR. Обратите внимание на контакты, где эмалированный медный провод большого сечения (AWG #8, или 3.3 мм) присоединяется к элементу. Контакт приварен к элементу для минимизации сопротивления потерь.

Если допустить накопление грязи, сажи и т.п. на поверхности оголенной медной трубки в незащищенной катушке, то параллельное сопротивление упадет ниже 320 кОм, особенно при увлажнении. Следовательно, катушка должна быть соответствующим образом защищена. Одним из изящных способов является защита медной навивки с помощью термоусадочной трубки из материала, который является хорошим радиочастотным диэлектриком и устойчив к ультрафиолету (проконсультируйтесь с фирмой Raychem по такому материалу).

Другие пути достижения этой же цели остаются на усмотрение строителя. Резюмируя, не стоит бороться за снижение последовательных потерь до нуля, если не заботиться о параллельных потерях столь же тщательно.

Таблица 13.8
Влияние потерь в катушке на усиление антенны

Потери R (Ом)	0	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0
Добротность Q	-	800	400	333	200	160	133
Усиление dB	0	-0.34	-0.66	-0.97	-1.27	-1.55	-1.82
Относительно 12.3 dBi							

Выводы.

Публикация W6KW и работа W6ANR имеют огромное достоинство в том, что они представили нашему вниманию важность использования нагрузок с низкими потерями, так же как и важность геометрической конфигурации этих нагрузок. Потери могут привести к значительному падению усиления, а высокие потери делают невозможным получение глубоких нулей ДН в пассивных решетках. Провода нагрузочных устройств излучают, и если они не совпадают по направлению с элементами антенны, или не построены таким образом, что излучение этих проводов полностью компенсируется в дальней зоне, то могут разрушить направленность и существенно ухудшить отношение переднего/заднего и переднего/бокового излучения.

Я писал выше, что все заявления об отношениях переднего/заднего и переднего/бокового излучения, лучших, чем 25-30 дБ, верны только на бумаге. Несомненно, вы можете смоделировать решетку с провалом в ДН глубиной даже 50 дБ и больше, но сместите частоту на 1 кГц и придете к более разумным значениям. Другими словами, я никогда не ссылаюсь на величины переднего/заднего и переднего/бокового излучения выше 25 или 30 дБ, так как такие величины совершенно бессмысленны. Какую информацию мы получаем, смотря на Рис.13.49? Это не то, что добротность 200 лучше, чем 400. Это правда на бумаге, но те малые изменения амплитуды и фазы токов, которые вызывают эти малые изменения в направленности, полностью выходят из под контроля в реальной жизни. Опустимся с небес на землю. Чертеж говорит о том, что добротность 150 и выше дает хорошую защиту, а более низкая добротность не дает. Необходимо не просто писать или читать цифры, но и понимать их.

Рис.13.52. Род, W7CY, гордо стоит на стреле его исключительной 80-метровой двухэлементной антенны Уда-Яги с емкостными нагрузками.

Это, конечно, поможет понять ту физику, которая лежит за моделированием. И не забывайте, что улучшение добротности от 100 до 800 дает увеличение уровня сигнала на 2 дБ! Это все равно, что вы увеличили вашу мощность на 60%.

Если ваши практические интересы касаются антенн низкочастотных диапазонов с такими высокодобротными катушками, свяжитесь с W6ANR (w6anr@jps.net). Новые антенны и наборы для антенн KLM и M-Square доступны в новой компании Дэвида Ionic Wave Corporation для различных диапазонов.

3.7.2. Двухэлементная антенна Уда-Яги W7CY диапазона 80 метров.

Род Мэк, W7CY, разработал интересную 2-х элементную антенну диапазона 80 метров с конденсаторными нагрузками на концах элементов. Он поместил рисунки и основные размеры антенны в Интернет по адресу (**http://www.ulio.com/ants.html**, также см. Рис.13.52). Он заявил, что превысил уровень защиты в 20 дБ, что для 2-элементной антенны весьма много.

Я «реконструировал» эту антенну с помощью ELNEC и обнаружил несколько очень интересных вещей.

Чертеж антенны показан на Рис.13.53. В антенне используется стрела длиной 24.4 м. На обоих концах стрелы он смонтировал поперечины длиной 11 м, которые служат емкостной нагрузкой для наклонных элементов. Центры двух элементов поддерживаются 11 м штангой, поднятой на 3.6 м над стрелой. Таким образом, элементы имеют форму инвертированной V.

Я не моделировал эту антенну, хотя Род даже прислал мне входной файл моделирующей программы. Вместо этого я решил разработать мой собственный вариант, чтобы лучше понять особенности этой конструкции. Этот процесс, несомненно, был очень поучительным.

Род упоминал, что поперечины (емкостные нагрузки), разумеется, изолированы от стрелы, так что могут нести высокие напряжения. Это место, где можно настраивать антенну, меняя длину поперечин. Вскоре оказалось, что расстояние между концами поперечин (возле стрелы) является весьма критичным параметром! Меняя это расстояние, можно с высокой точностью настраивать взаимное влияние элементов. Для расстояния между элементами 11 м, идеальным соотношением токов является отношение амплитуд 1:1 и фазовый сдвиг 125^0. Вы можете легко смоделировать это, поставив два вибратора на расстоянии 11 м и запитав их таким образом. Если концы поперечин слишком близко, в рефлекторе будет слишком большой ток. С помощью таких близких друг к другу участков на концах элементов можно создать большую емкостную связь (см. также главу 10, раздел 3.1.2). Точное положение этих нагрузочных элементов является важным параметром всей конструкции.

Я разработал систему, с помощью которой наклонные элементы нагружаются двумя способами (в обоих случаях нагрузка емкостная): в первом случае путем изменения длины горизонтальных нагрузочных проводов (поддерживающая структура), во втором случае с помощью добавления вертикальных алюминиевых отрезков в тех же точках. Изменяя соотношение между этими двумя емкостными нагрузками, я нашел точку, где достигалось нужное соотношение между токами в обоих элементах. В этой точке отношение переднего/заднего излучения было выше 24 дБ (что весьма редко для 2-элементной антенны Уда-Яги), при сопротивлении в точке питания очень близком к 50 Ом.

Я не получил такие результаты при использовании в качестве нагрузок только горизонтальных отрезков: они дают слишком большое взаимное влияние элементов, когда их концы сильно сближаются. То же можно получить, вставляя резистор в рефлектор, который уменьшает амплитуду тока, конечно, принося в жертву КНД. Такой же результат был получен при разнесении еще дальше в стороны концов горизонтальных «нагрузочных проводов».

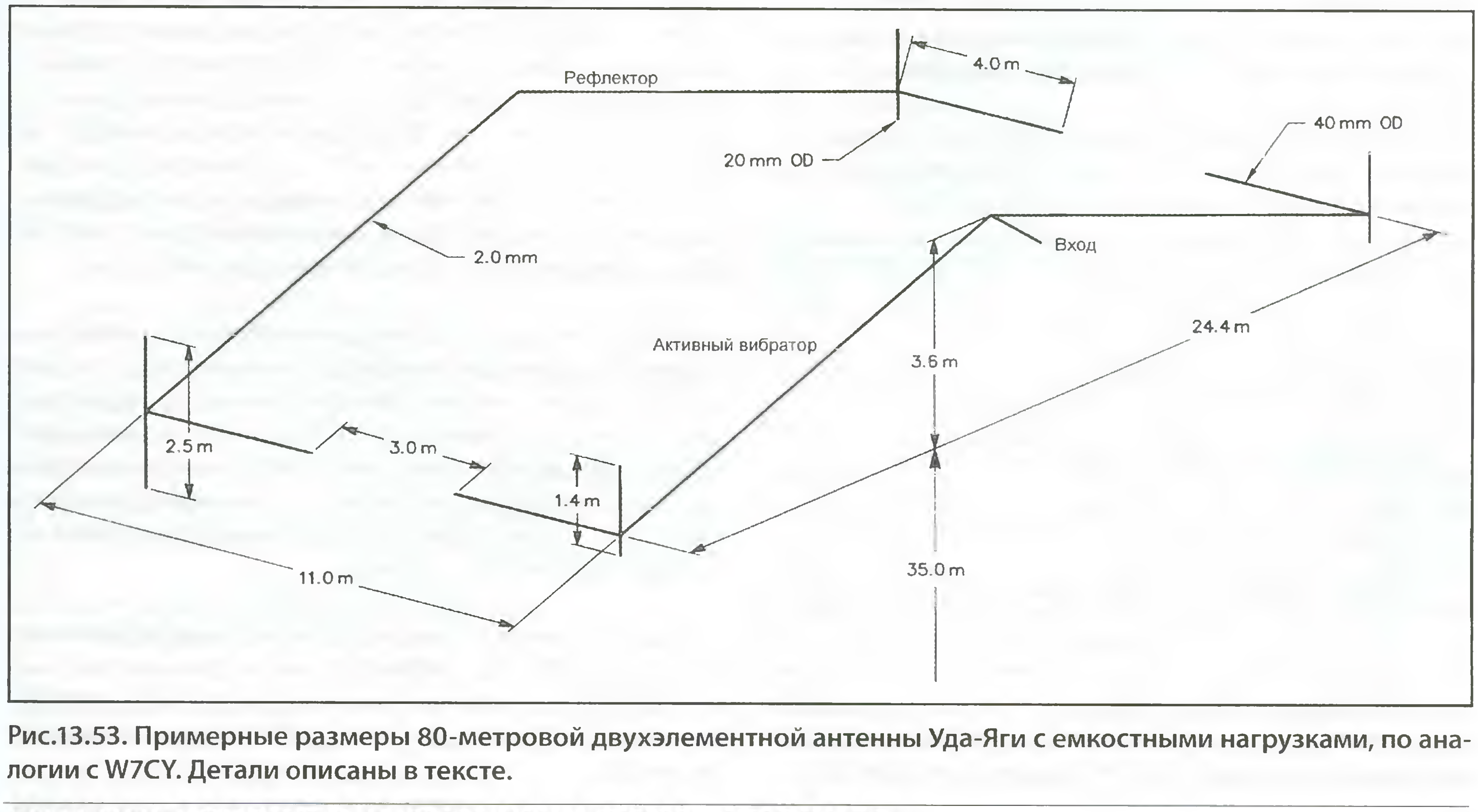


Рис.13.53. Примерные размеры 80-метровой двухэлементной антенны Уда-Яги с емкостными нагрузками, по аналогии с W7CY. Детали описаны в тексте.

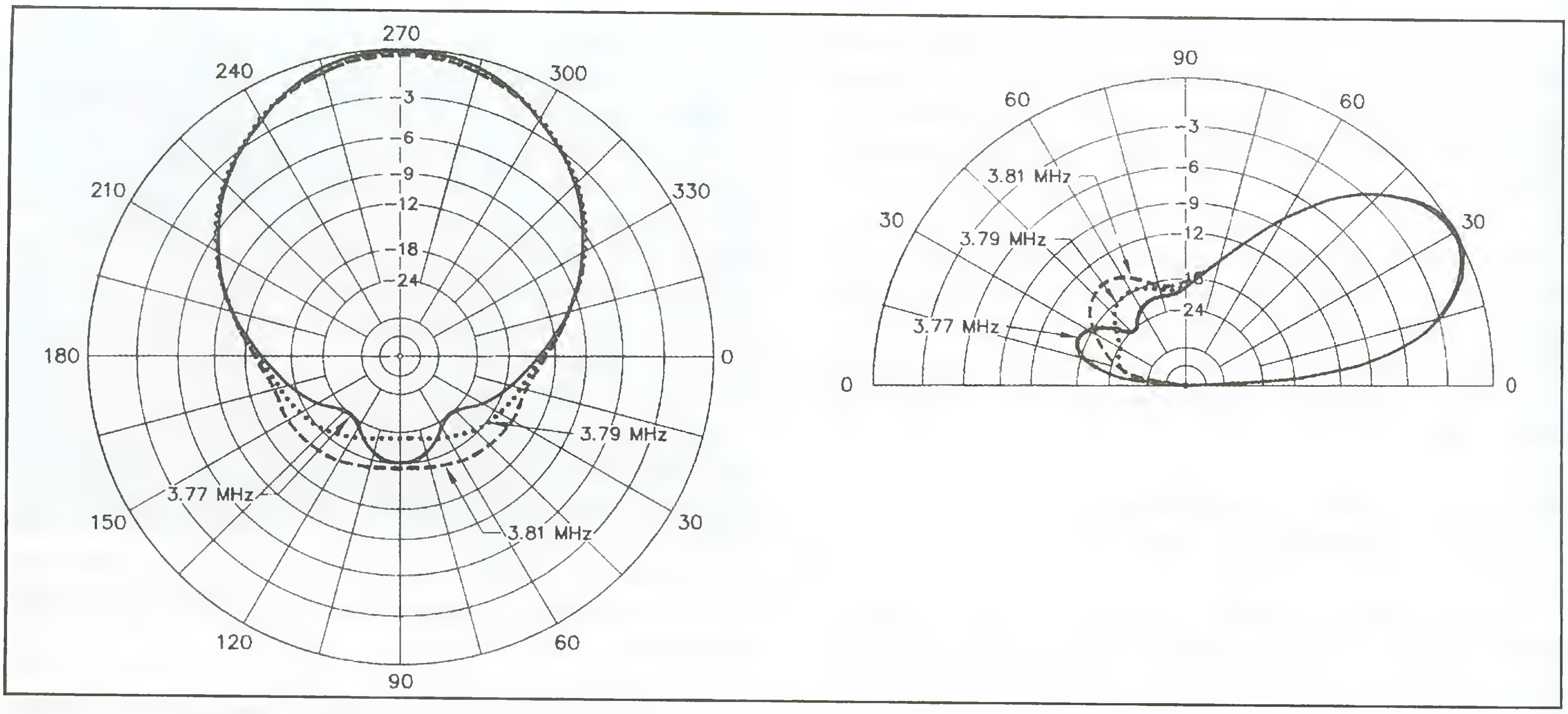


Рис.13.54. Горизонтальные и вертикальные диаграммы направленности антенны W7CY, установленной на высоте 35 м. Величина отношения переднего/заднего излучения почти невероятна для двухэлементной антенны Уда-Яги. Детали описаны в тексте.

Очевидно, что такие же результаты могут быть достигнуты многими различными путями. Вам следует учитывать, что с помощью таких близкорасположенных взаимодействующих емкостных нагрузок можно управлять величиной взаимного влияния и получать очень высокую защиту, которая никогда не будет доступна в обычной 2-элементной антенне, полноразмерные элементы которой совершенно параллельны по всей длине.

Кроме того, антенна имеет также и очень хорошую полосу частот. На Рис.13.54 показаны диаграммы направленности с разносом частот в 40 кГц, без перенастройки рефлектора.

Конечно, возможно установить в центр рефлектора переменный конденсатор и изменять его емкость при движении по диапазону. С помощью этого можно получить такое же значение отношения переднего/заднего излучения (от 20 до 25 дБ) в любом месте диапазона (см. раздел 3.6.3).

Без перенастройки антенна имеет КСВ < 2 в полосе частот более 150 кГц. На Рис.13.55 приведены некоторые важные зависимости в диапазоне от 3750 до 3890 кГц.

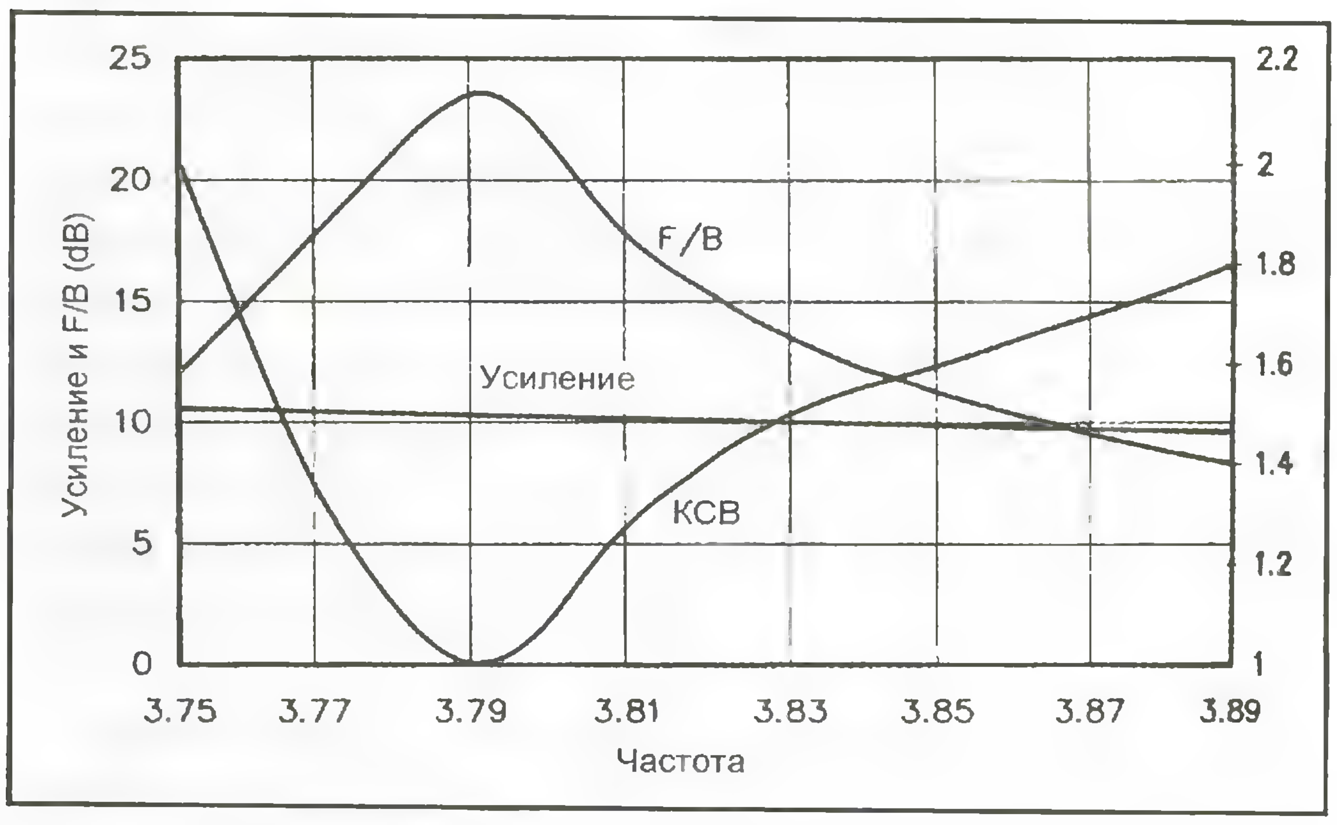


Рис.13.55. Зависимость КНД (над землей со средними характеристиками), защиты и КСВ от частоты для 2-элементной антенны Уда-Яги W7CY диапазона 80 метров.

Повторение антенны.

Прежде всего, важно понимать, что приведенные на Рис.13.53 размеры являются приблизительными. Не существует размеров, которые можно применить по принципу «построил и забыл».

Эта антенна моделировалась с помощью различных программ, включая AO (основана на MININEC), ELNEC (MININEC), EZNEC2 (основана на NEC2), и EZNEC-PRO (основана на NEC-4.1). Хотя все из этих программ и дали, по существу, одинаковую диаграмму направленности после точной настройки, эти результаты были получены для слегка отличающихся размеров. Основная причина этого – в невозможности некоторых программ точно моделировать системы с существенно различными диаметрами проводов. Проблема заключена в емкостной «шапке», изготовленной из алюминиевой трубки, тогда как остальные элементы сделаны из намного более тонкого провода. В качестве примера, размеры, оптимизированные на частоту 3.79 МГц с помощью NEC-2, при использовании NEC-4.1 дали сдвиг по частоте вниз на 80 кГц. Размеры, приведенные на Рис.13.53. являются результатом моделирования с помощью NEC-4.1., который, предположительно, дает наиболее точные результаты для таких условий.

Несмотря на то, что эти модели могут не дать нам окончательные длины для точной рабочей частоты, они дают хорошую идею относительно того, что может быть получено в смысле направленности. Кроме того, весьма важно провести моделирование для определения резонансной частоты пассивного рефлектора и активного элемента. Мы можем использовать эту информацию для точной настройки реальной конструкции.

Модели говорят о том, что для системы, оптимизированной на 3.79 МГц, рефлектор имеет резонансную частоту 3.80 МГц, а активный элемент сам по себе 3.94 МГц! Это ясно показывает, на что способно взаимное влияние элементов.

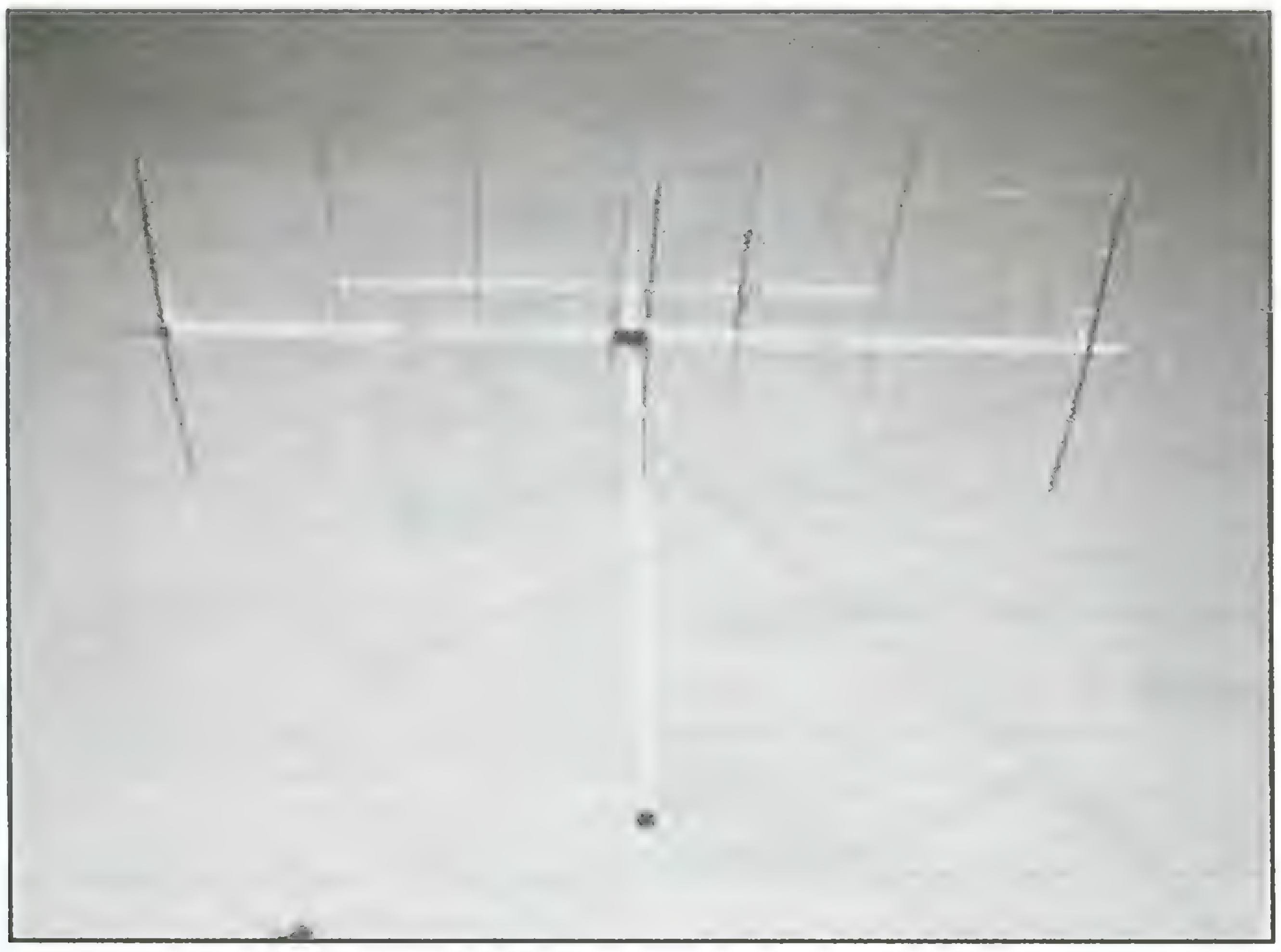


Рис.13.56. Внешний вид 2-элементной антенны K6UA диапазона 80 метров, смонтированной на поворотной мачте Telrex, прямо под 5-элементной антенной диапазона 20 м.

Как мы получили эту информацию? Смоделируем антенну с помощью, например, EZNEC или ELNEC. Определим резонансную частоту рефлектора и активного элемента. Для определения резонанса одного элемента выведем из работы второй элемент (включением нагрузки с R = 9999 Ом и X = 9999 Ом в центр элемента или просто удалением его), и запитаем первый элемент. Изменяем частоту, пока не обнаружится резонанс (реактивная часть сопротивления равна нулю).

Вооружившись этой информацией, можно приступать к настройке системы:

1. Изготовим антенну, согласно размерам, найденным при моделировании. Следует быть готовым к тому, что размеры нагрузочных отрезков нужно будет изменять.

2. Отрежем фидерную линию до длины ½λ резонансной частоты рефлектора (в нашем случае 3.8 МГц). При использовании кабеля RG-213 это составляет (0.666 × 299.8) / 3.8 × 2) = 26.03 м. Если этой длины недостаточно, можно использовать фидер длиной в целую длину волны (52.06 м).

3. Подключим фидер к рефлектору, поднимем антенну на окончательную высоту, выключим активный элемент (разомкнув его в центре), и теперь начнем симметрично настраивать нагрузочные элементы, пока не будет достигнут резонанс на частоте 3.8 МГц. К этому сводится настройка рефлектора. Отключим фидер и замкнем рефлектор.

4. Теперь подключим фидер к активному элементу и настроим длину нагрузочных элементов на минимум КСВ на рабочей частоте (3.79 МГц).

3.7.3. 2-х элементная антенна Уда-Яги K6UA диапазона 80 метров

Дейл Хоуп, K6UA, должно быть, занимается DX-связью на диапазоне 80 метров почти столько же времени, сколько этот диапазон существует.

Некоторые из старожилов могут помнить его как «Очень Сильный Сигнал W6». На его замечательной горной QTH, размещенной на плантации авокадо, хорошо растут не только авокадо, но и антенны!

Несмотря на то, что на этой «выше среднего» QTH работает почти любая антенна, Дейл остается жадным антенным строителем и экспериментатором. Одна из его последних конструкций – двухэлементная укороченная антенна Уда-Яги диапазона 80 метров, которую он описал в CQ Magazine [978].

Очевидно, что башня и стрела, которые я долгое время наблюдал на его станции, объясняют тот путь, по которому он пошел при разработке антенны (см. Рис.13.56).

Стрелой является треугольная 22 м башня, шириной 30 см. На ее двух концах были смонтированы стеклопластиковые шесты длиной 4.5 м, обеспечивающие расстояние 9 м между активным элементом и рефлектором. Горизонтальные элементы длиной 22 м нагружены на обоих концах шлейфами, как показано на Рис.13.57. Линейные шлейфы также служат вертикальными расчалками для шестов.

Дейл описывал, что он поднимал и опускал антенну около 5 раз для настройки путем подрезания вертикальных балансировочных проводов [978]. Настройка рефлектора весьма критична, и изменения в несколько сантиметров могут вызвать существенные изменения в добротности антенны. Если рефлектор слишком короток, его сопротивление в точке питания будет намного меньше 50 Ом, и полоса частот будет весьма узкой. Должным образом настроенный рефлектор имеет КНД, защиту и КСВ, показанные на Рис.13.58. Антенна имеет довольно широкую полосу частот выше рабочей частоты, КНД также достаточно равномерно зависит от частоты. В зависимости от волнового угла, отношение переднего/заднего излучения больше 20 дБ в полосе примерно 20 кГц, что, безусловно, является хорошим значением для двухэлементной антенны.

Антенна весьма сходна с антенной W7CY (раздел 3.7.2), с разницей лишь в том, что элементы немного более короткие, расстояние меньше и применена индуктивная нагрузка элементов. Как и в антенне W7CY, положение концов нагрузочных элементов, направленных друг к другу (концы шлейфов), определяет степень взаимного влияния элементов антенны. Степень взаимного влияния весьма важна для получения максимальной защиты. В модели, которую я использовал, наилучшие результаты дало расстояние между концами шлейфов около 4 м.

Вместо использования емкостных нагрузок в виде алюминиевых трубок, которые могут вызвать ошибки моделирования из-за огромной разницы между диаметром проводов антенны (2 мм) и диаметром трубки, я решил следовать методу K6UA и использовать «свисающие» провода для настройки системы. Длина этих проводов может быть подобрана для изменения частоты элемента. Чтобы более или менее удержать их на месте при ветре, на концы проводом можно подвесить небольшие грузы.

Размеры, приведенные на Рис.13.57, получены при моделировании на EZNEC (ядро NEC-2).

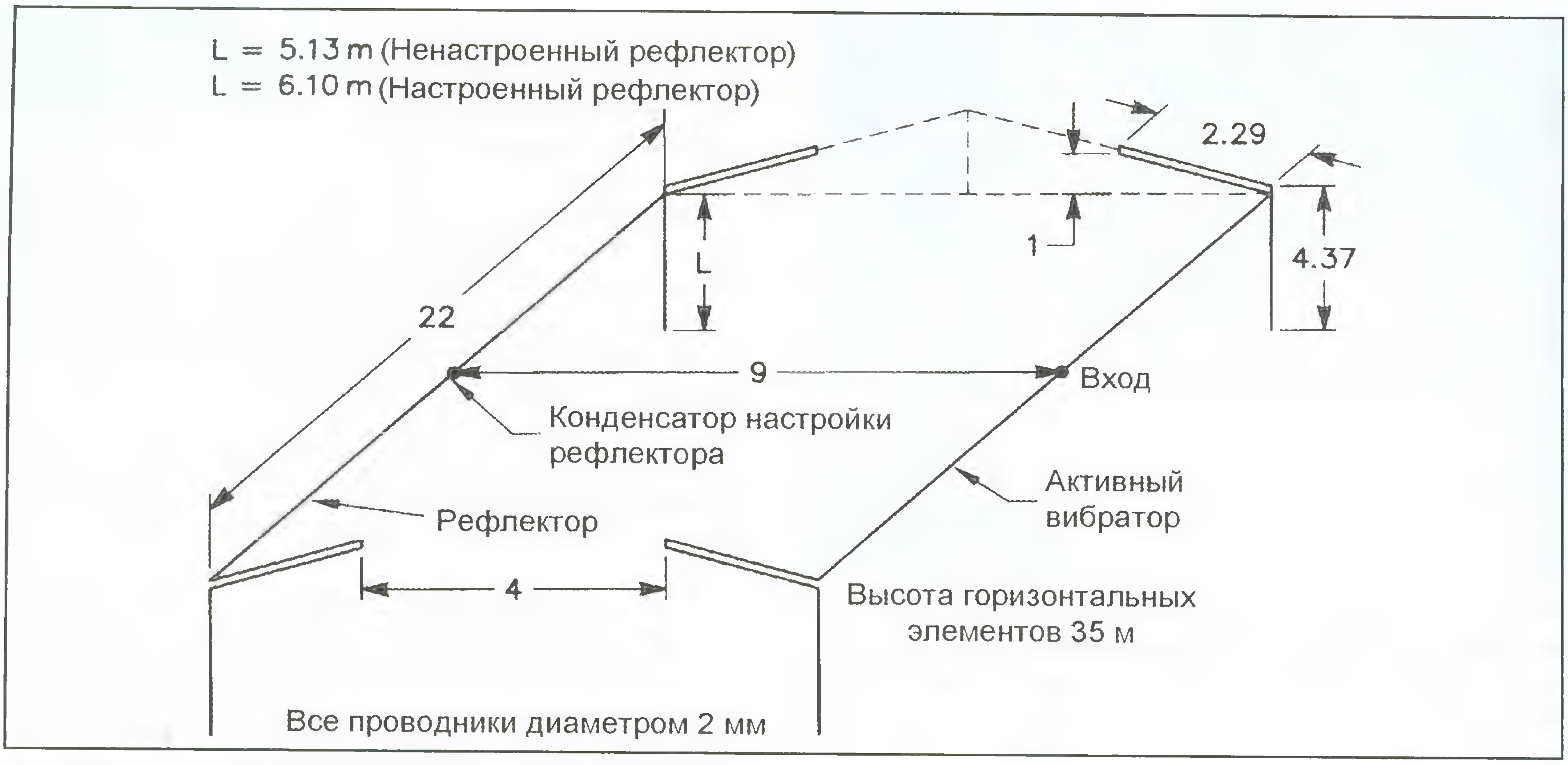

L = 5.13 m (Ненастроенный рефлектор)
L = 6.10 m (Настроенный рефлектор)
2.29
1
4.37
L
22
9
Вход
Конденсатор настройки рефлектора
Активный вибратор
Рефлектор
4
Высота горизонтальных элементов 35 м
Все проводники диаметром 2 мм

Рис.13.57. Эскиз 2-х элементной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров, сходной с конструкцией K6UA. Размеры приблизительные, и использовались для расчета диаграмм направленности антенны. Провода в нагрузочных шлейфах отстоят на 20 см друг от друга.

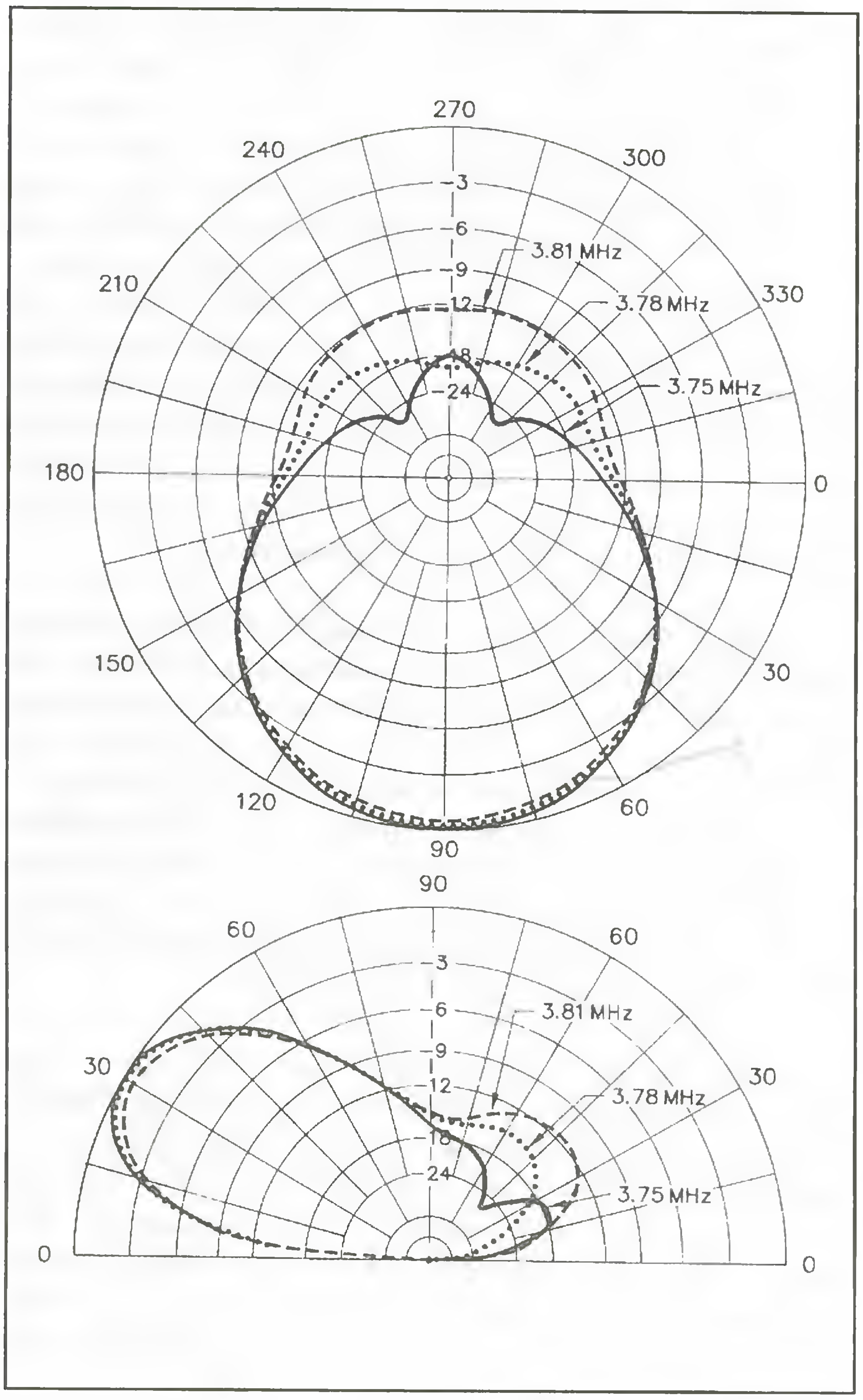


Рис.13.58. Диаграммы направленности 2-х элементной антенны Уда-Яги K6UA диапазона 80 метров. Отношение переднего/заднего излучения равно 23 дБ на расчетной частоте при волновом угле 30 гр.

Один из путей настройки рефлектора – следить за КСВ на частоте около 30 кГц ниже рабочей и подстраивать рефлектор (укорачивать его), пока КСВ не станет равным около 2 (см. Рис.13.59). Последним шагом настройки является получение минимального КСВ на рабочей частоте при подстройке активного элемента. Антенна может быть прямо запитана фидерной линией с сопротивлением 50 Ом, через симметрирующее устройство.

Альтернативный метод настройки.

Повторные поднятия и опускания антенны для ее настройки на лучшую защиту – не самая привлекательная работа. Однако, существует другой метод, дающий дополнительные преимущества. Я намеренно существенно удлинил рефлектор, и сделал вертикальные настроечные провода примерно на 1 м длиннее (6.1 м против 5.13 м). Теперь, имея заведомо длинный рефлектор, мы можем электрически настроить его на нужную частоту, просто вставив конденсатор в центр элемента. При моделировании я получал отношение переднего/заднего излучения в 23 дБ на любой частоте от 3.75 до 3.87 МГц, просто изменяя емкость конденсатора от 663 пФ на 3.75 МГц до 354 пФ на 3.87 МГц (см. таблицу 13.9)! На Рис.13.60 приведены диаграммы направленности, полученные на различных частотах диапазона.

Таблица 13.9. Значения реактивного сопротивления и соответствующей ему емкости, необходимые для настройки антенны K6UA на лучшее соотношение переднего/заднего излучения в широкой полосе. Зависимость КСВ (1) приведена для антенны, настроенной на F/B > 23 дБ ($R_{изл}$ примерно 37 Ом). КСВ (2) приведен для антенны, настроенной на входное сопротивление 50 Ом (F/B примерно 15 дБ).

Частота МГц	3.75	3.78	3.81	3.84	3.87	3.9
X_C (Ом)	-64	-77	-90	-103	-116	-129
С(пФ)	663	547	464	403	354	317
КСВ(1)	2.0	1.5	1.3	1.5	1.9	>2.0
КСВ(2)	1.4	1.1	1.2	1.6	2.0	>2.0

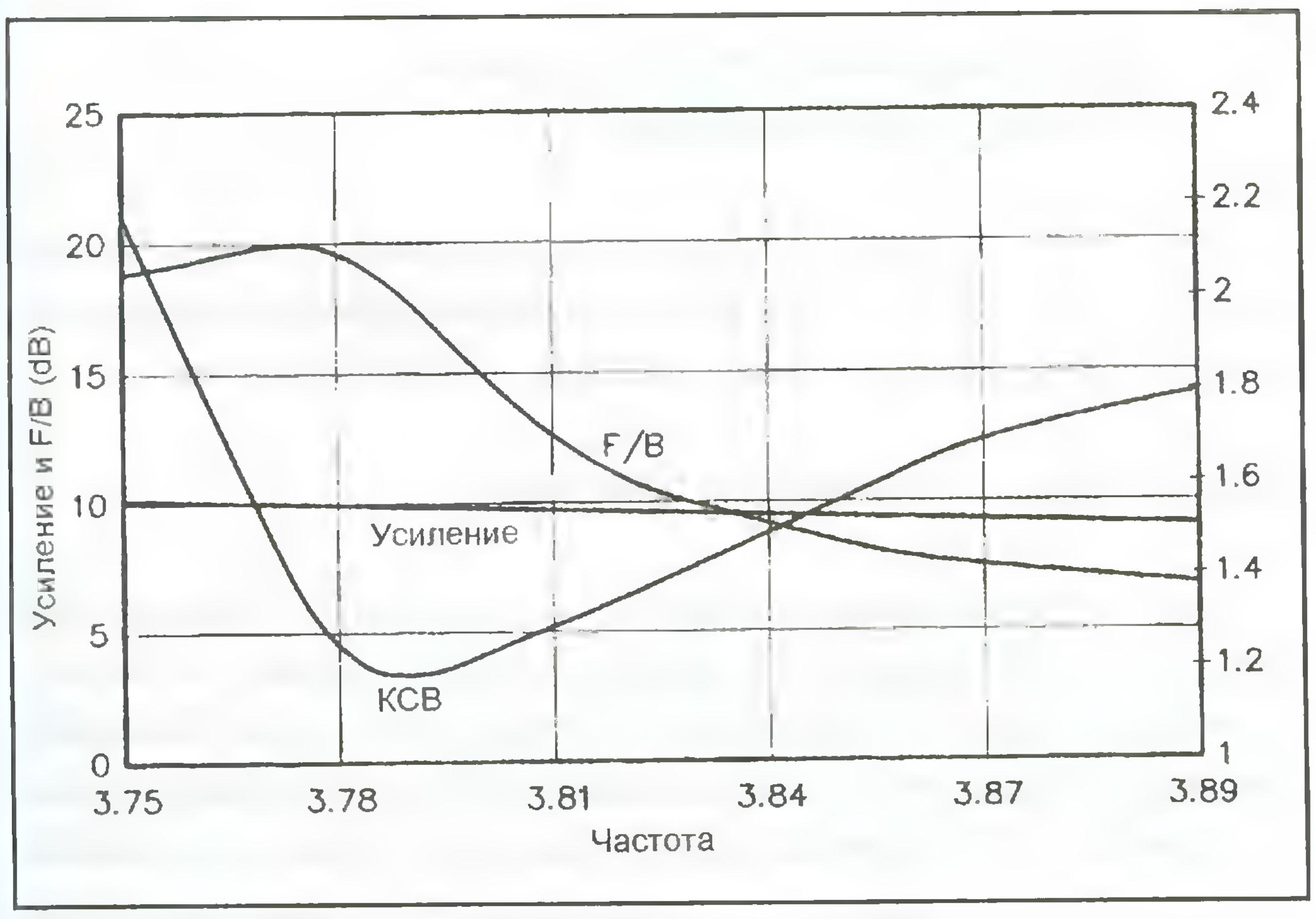


Рис.13.59. КНД, КСВ и отношение переднего/заднего излучения для 2-х элементной нагруженной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров, смоделированной по аналогии с конструкцией K6UA. График КНД приведен для земли со средними характеристиками.

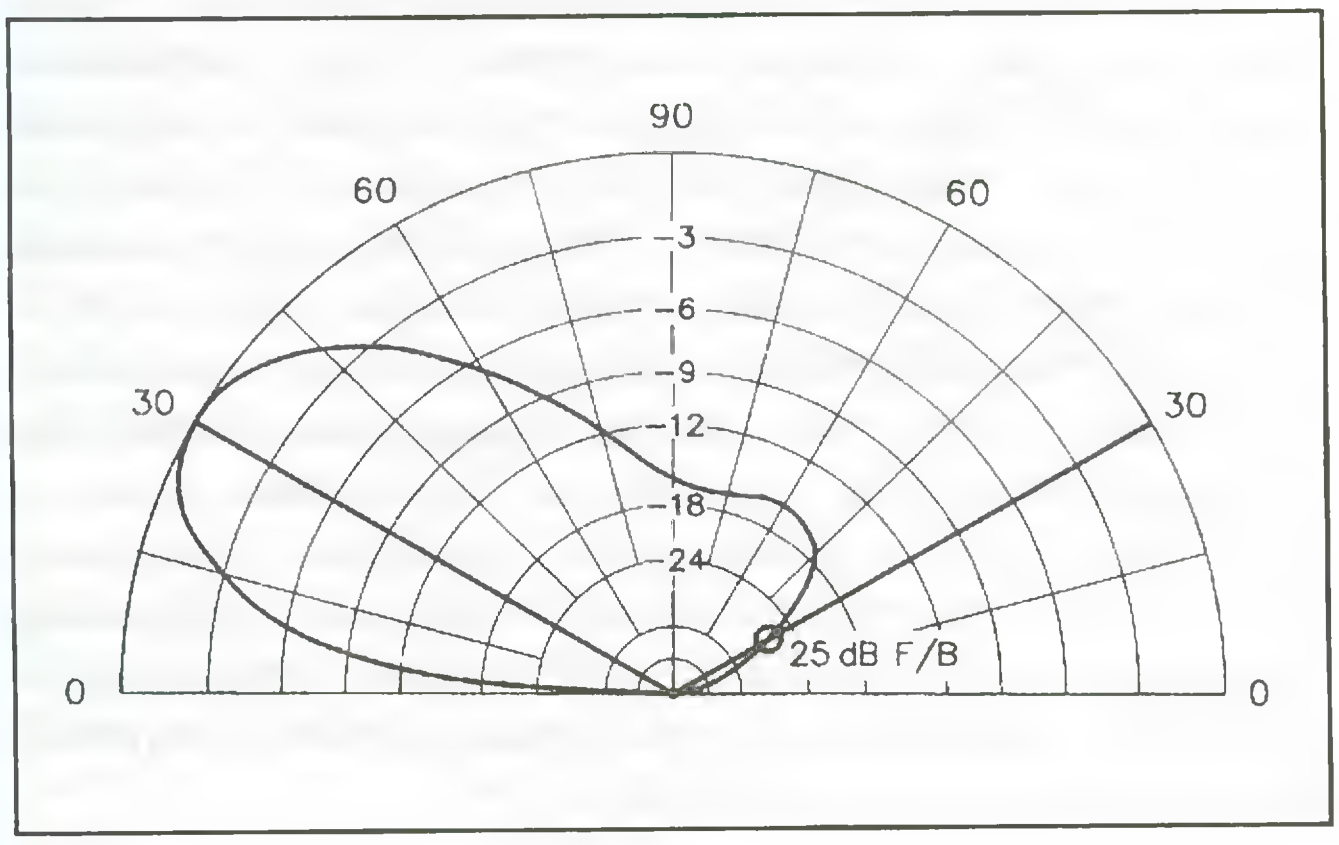


Рис.13.60. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости для 2-х элементной антенны K6UA диапазона 80 метров, показывающая направленность, которую можно получить в полосе шириной 150 кГц при помощи удаленной настройки рефлектора конденсатором переменной емкости. Детали описаны в тексте.

Такой же метод удаленной настройки, конечно, может быть применен и в двухэлементной антенне W7CY.

В заключение отметим, что данная конструкция является хорошим примером того, что может быть достигнуто при использовании доступных местных материалов и хорошем знании, понимании и представлении. Слушайте мощный сигнал Дейла на 80 метрах!

3.8. Антенны Уда-Яги из горизонтальных проводов.

Для удовлетворительной работы антенны Уда-Яги требуют большого пространства и большой электрической высоты. Хорошие результаты были получены с фиксированными антеннами, состоящими из проводов, натянутых между высокими зданиями, или же в форме перевернутой V, или в виде наклонных элементов из проводов, провисающих между башнями. Однако, существует немного таких случаев, когда возможно сочетать подвешивание на нужной высоте и желаемое направление. При использовании проводных элементов, их необходимую длину легко определить с помощью MININEC или основанной на NEC моделирующей программы (например, EZNEC).

Проводные антенны Уда-Яги были в деталях описаны в главе 12, разделы 3.6 и 12.

3.9. Вертикальные решетки с пассивными элементами (вертикальные антенны Уда-Яги).

Работают ли вертикальные решетки с пассивными элементами на низкочастотных диапазонах? Поищите в своем журнале K0HA. Наверняка он присутствует там или намного раньше, чем кто-либо еще из его района, или занимает сам весь журнал, или имеет намного более сильный сигнал, чем кто-либо еще. Им является Билл Хонстейн.

На его ферме выращены вертикальные пассивные решетки всех видов и размеров (см. Рис.13.61).

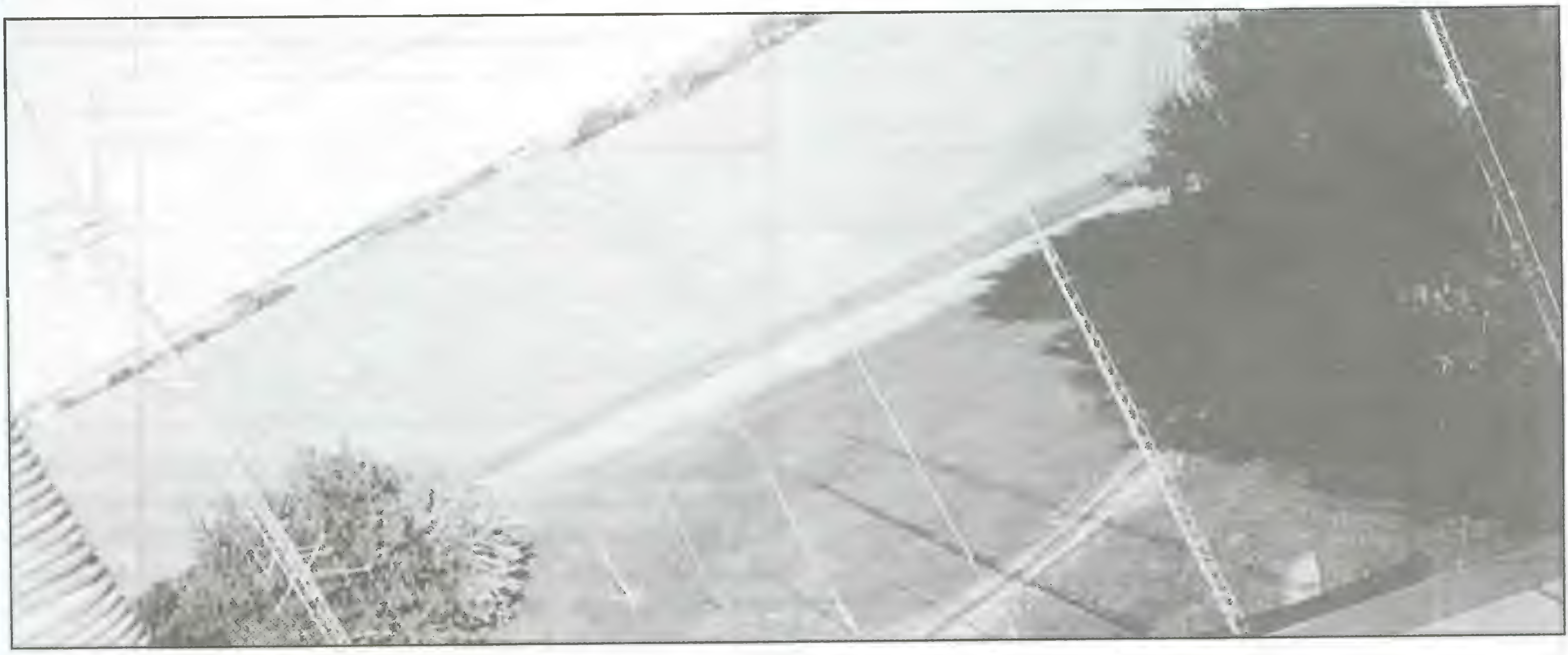


Рис.13.61. Вид с высоты активного элемента 160 метровой антенной решетки K0HA. Первый директор, слева на фотографии, закрывает второй директор. Справа находится ряд элементов антенны диапазона 80 метров, направленный на Европу. Также оказалось, что Билл может наслаждаться землей с отличной проводимостью вокруг. Неудивительно, что его так хорошо слышно!

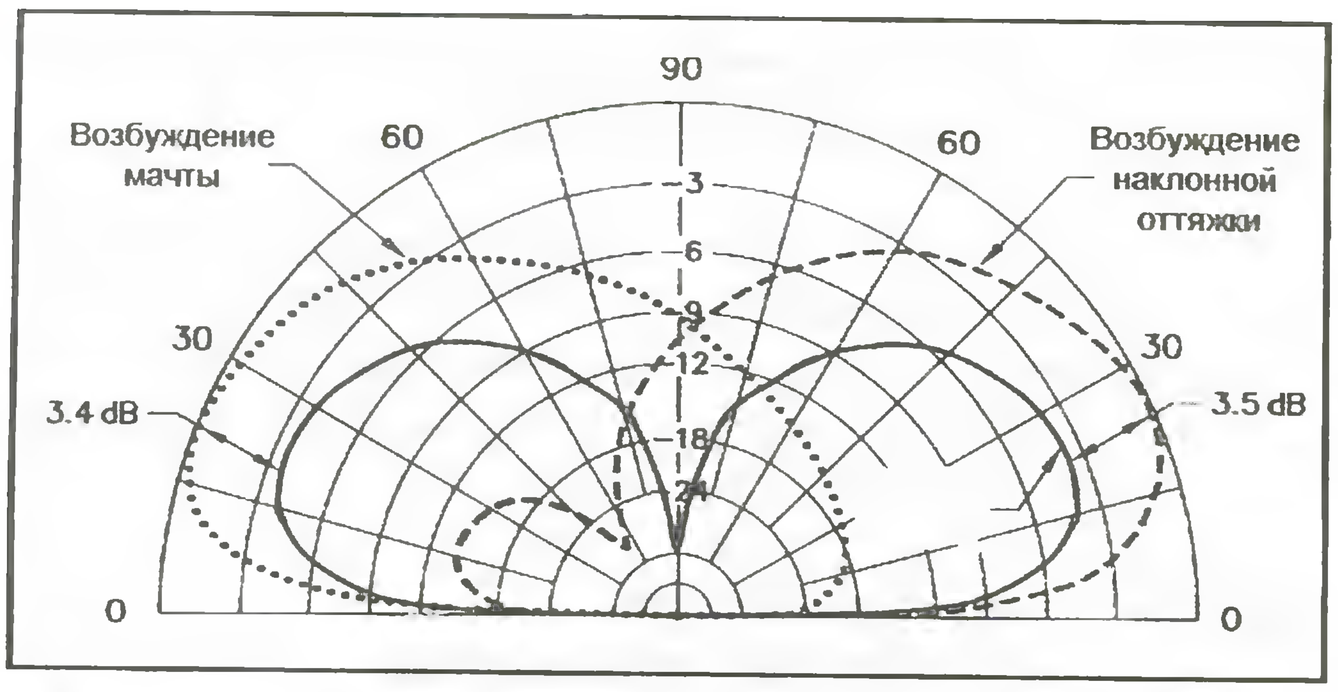


Рис.13.62. Диаграмма направленности для башни и одного наклонного провода. Детали описаны в тексте.

Нет нужды использовать полноразмерные элементы, чтобы объединять в одном эффектные и эффективные решетки. Билл использует в качестве активного элемента башню высотой 32 м с шунтовым питанием, пассивные элементы имеют высоту 26 м и нагружены сверху.

Очевидно, что в пассивной решетке ни способ питания, ни действительная электрическая длина не оказывают влияния на характеристики. Может быть использовано шунтовое или последовательное питание, без предпочтения одного или другого. Элементы, однако, не должны быть длиннее, чем ¼ λ.

Я проведу вас через некоторые классические пассивные решетки, и отмечу, что вы должны учитывать, если захотите построить такую же. Весьма важно использование моделирующих программ, в особенности, если вы намерены использовать существующие башни в качестве части антенны. Остерегайтесь того, о чем предостерегают моделирующие программы, и знайте о том, что они говорят не все.

3.9.1. Превращение оттяжек башни в пассивные элементы.

По этому вопросу было опубликовано несколько хороших статей [981. 982 и 983]. Я рекомендую прочитать их, если вы планируете испытать одну из таких антенн.

3.9.1.1. Один наклонный провод.

Кажется логичным думать о наклонном проводе (оттяжке) как о рефлекторе или директоре. Однако, вы можете рассматривать также наклонный провод как активный элемент, а башню как пассивный! Этот последний случай, возможно, не столь практичен, так как в большинстве обстоятельств, вероятно, не представится возможным подстраивать башню до требуемой длины. Башня должна подстраиваться путем изменения ее длины, либо изоляцией ее от земли и включением между башней и землей катушки или конденсатора.

Я анализировал вариант башни высотой 40 м (с эквивалентным эффективным диаметром 25 см) с наклонным проводом Ø2 мм, длиной 40.5 м, протянутым от вершины башни (через изолирующий трос) до земли, на расстоянии 27 м от подножия башни. Это оказалось расстоянием для закрепления на земле оттяжки башни высотой 40 м. Конец наклонного провода находился на расстоянии около 4.7 м от башни. Эти размеры справедливы только для проводников указанного диаметра. Собственная резонансная частота для вертикального проводника составила 1.78 МГц, для наклонного провода 1.822 МГц. Эти данные дают возможность повторить конструкцию с другими диаметрами проводников. Все что нужно сделать – пересчитать «провода» на стандартную частоту.

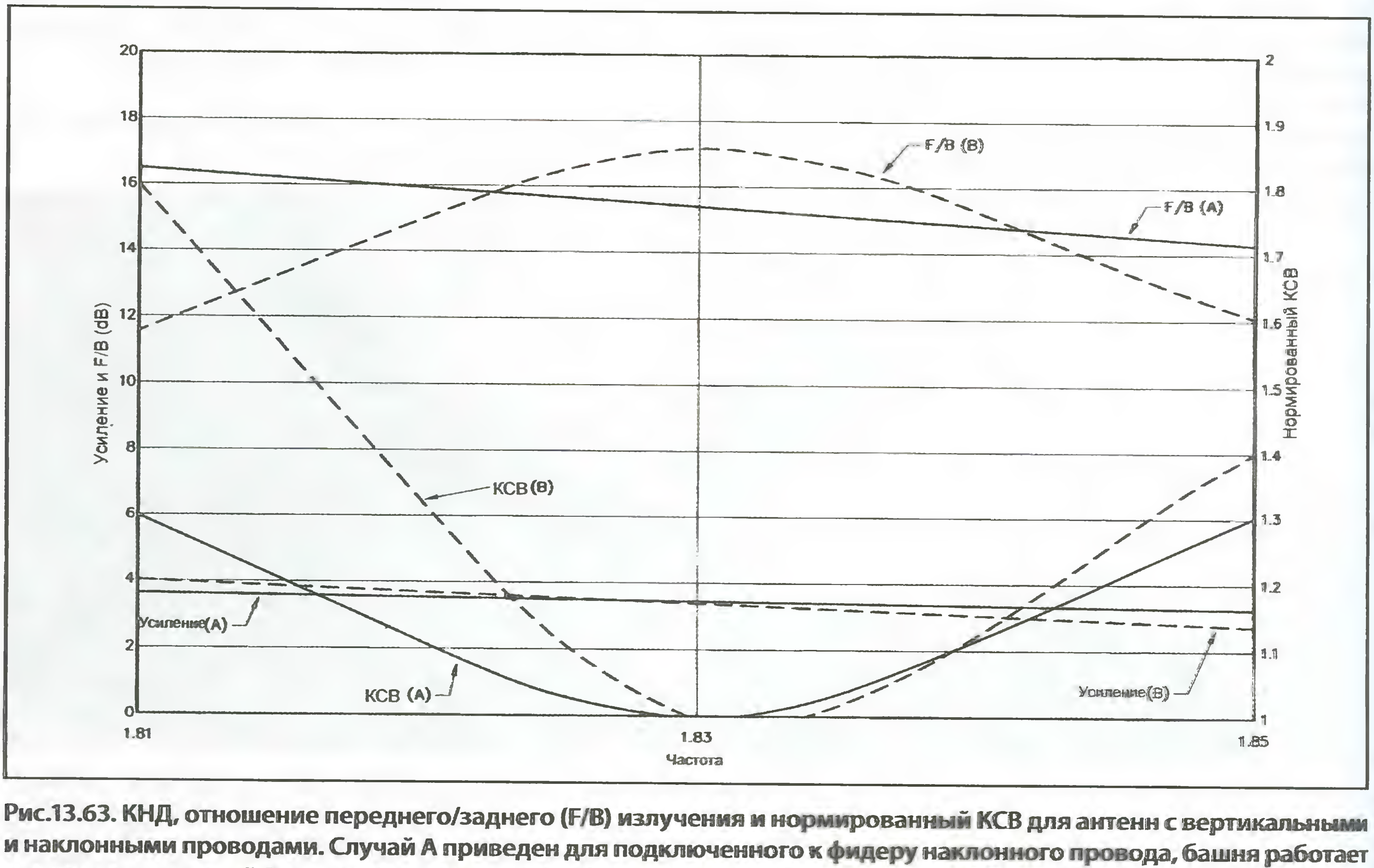


Рис.13.63. КНД, отношение переднего/заднего (F/B) излучения и нормированный КСВ для антенн с вертикальными и наклонными проводами. Случай А приведен для подключенного к фидеру наклонного провода, башня работает как директор, случай В для активной башни и наклонного провода – рефлектора. Детали описаны в тексте.

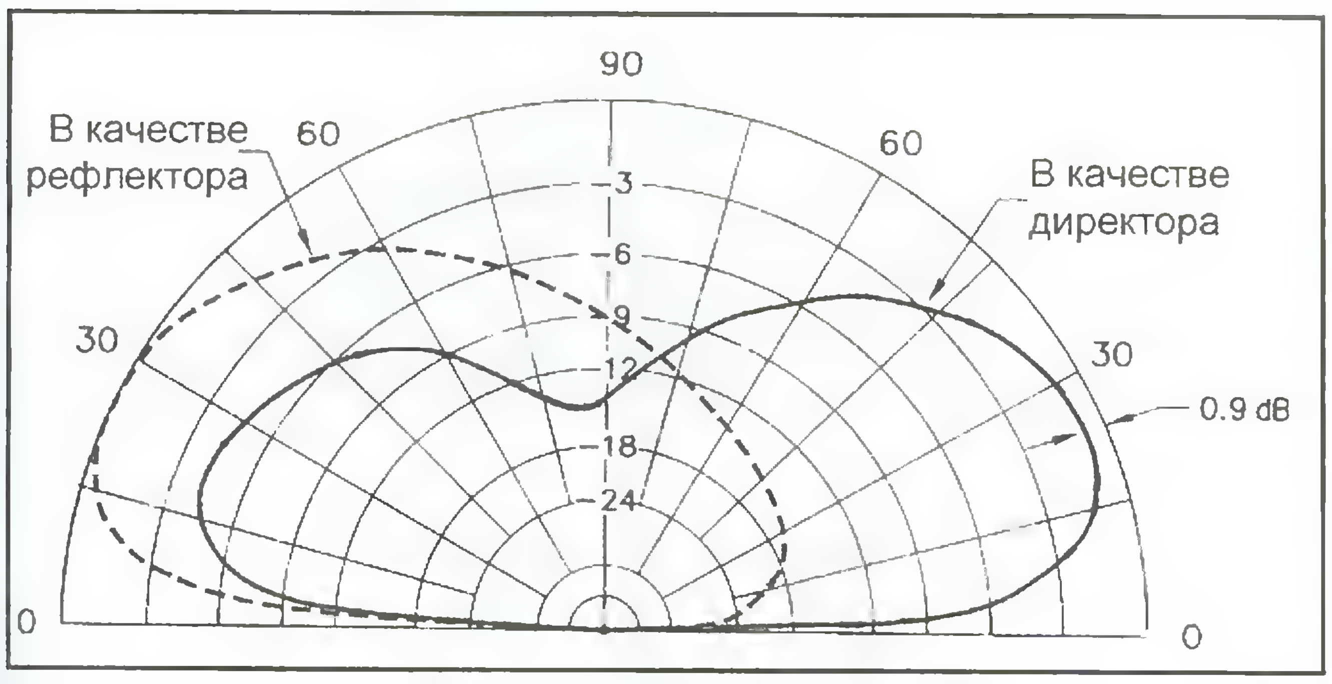


Рис.13.64. Такой же наклонный провод, настроенный как рефлектор и как директор. Конфигурация с директором дает плохую защиту и посредственный КНД. Детали описаны в тексте.

Если к фидеру подключена башня, то наклонный провод работает как хороший рефлектор, давая усиление на 3.4 дБ выше, чем башня сама по себе, и хорошую защиту в 17 дБ на 1.83 МГц. Если башня заземлена, а к фидеру подключен наклонный провод, то антенна работает в противоположном направлении. При этом башня действует как директор, КНД почти такой же (3.5 дБ), защита 15 дБ на частоте 1.83 МГц. На Рис.13.62 приведены диаграммы направленности в вертикальной плоскости таких антенн и отдельной башни. Моделирование проводилось для земли со средними характеристиками, оба проводника полагались идеальными.

На Рис.13.63 приведены основные характеристики для обеих конфигураций. В большинстве практических случаев следует попробовать наклонный провод как в качестве директора, так и рефлектора, в этом случае наклонный провод нужно подстроить с помощью подходящего реактивного элемента (L или C, см. Рис.13.64). Этот специфический случай показывает, что безукоризненная направленность и переворот направленности могут быть получены без емкости или индуктивности. При подключении к фидеру башни, ее входное сопротивление составляет 43 + j62 Ом на 1.83 МГц. Если к фидеру подключается наклонный провод, то его входное сопротивление на 1.83 МГц равно 43 + j62 Ом.

В обоих случаях для согласования антенны с сопротивлением 50 Ом следует использовать небольшое Г-звено (или просто последовательный конденсатор, если вы можете жить с КСВ, равным 1.3).

Используя такой же наклонный провод (размеры, положение), я настроил его с помощью последовательного конденсатора (X_C = -j50 Ом) к наилучшим характеристикам. Была получена защита менее 4 дБ, и усиление на 2.9 дБ выше, чем у отдельного вертикального излучателя. Не очень впечатляющий результат. Также это было отмечено Дж.Стэнли, K4ERO [982]. Полученный КНД почти на 1 дБ меньше, чем в случае рефлектора. Заметьте, что результаты намного хуже, чем полученные при использовании башни в качестве директора и питании наклонного провода (см. Рис.13.62).

Большинство из башен высотой 40 м, которые могут быть использованы как четвертьволновые вертикальные излучатели диапазона 160 метров, вероятно, имеют 4 оттяжки. Это означает, что мы можем подвесить 4 наклонных провода от вершины башни. Это следующий случай, который я исследовал.

3.9.1.2. Рефлектор и директор.

Продолжим с той же физической конфигурацией (наклонные провода закрепляются на земле на расстоянии 29 м от основания башни высотой 40 м). Очевидно использование их комбинации в виде директора и рефлектора. Эта комбинация обычно может увеличить КНД на 1 дБ, но приводит к ухудшению защиты на 6 дБ. Компромиссом является подстройка директора последовательной реактивностью -j70 Ом, при этом не достигается максимальный КНД, но получается более или менее приемлемое отношение переднего/заднего излучения. Этот компромисс в деталях описал Крайстман [389]. На Рис.13.65 приведены полученные диаграммы направленности.

Резонансные частоты пассивных элементов, полностью отвязанных друг от друга и от активного элемента, составляют 1.952 МГц для директора, 1.822 МГц для рефлектора.

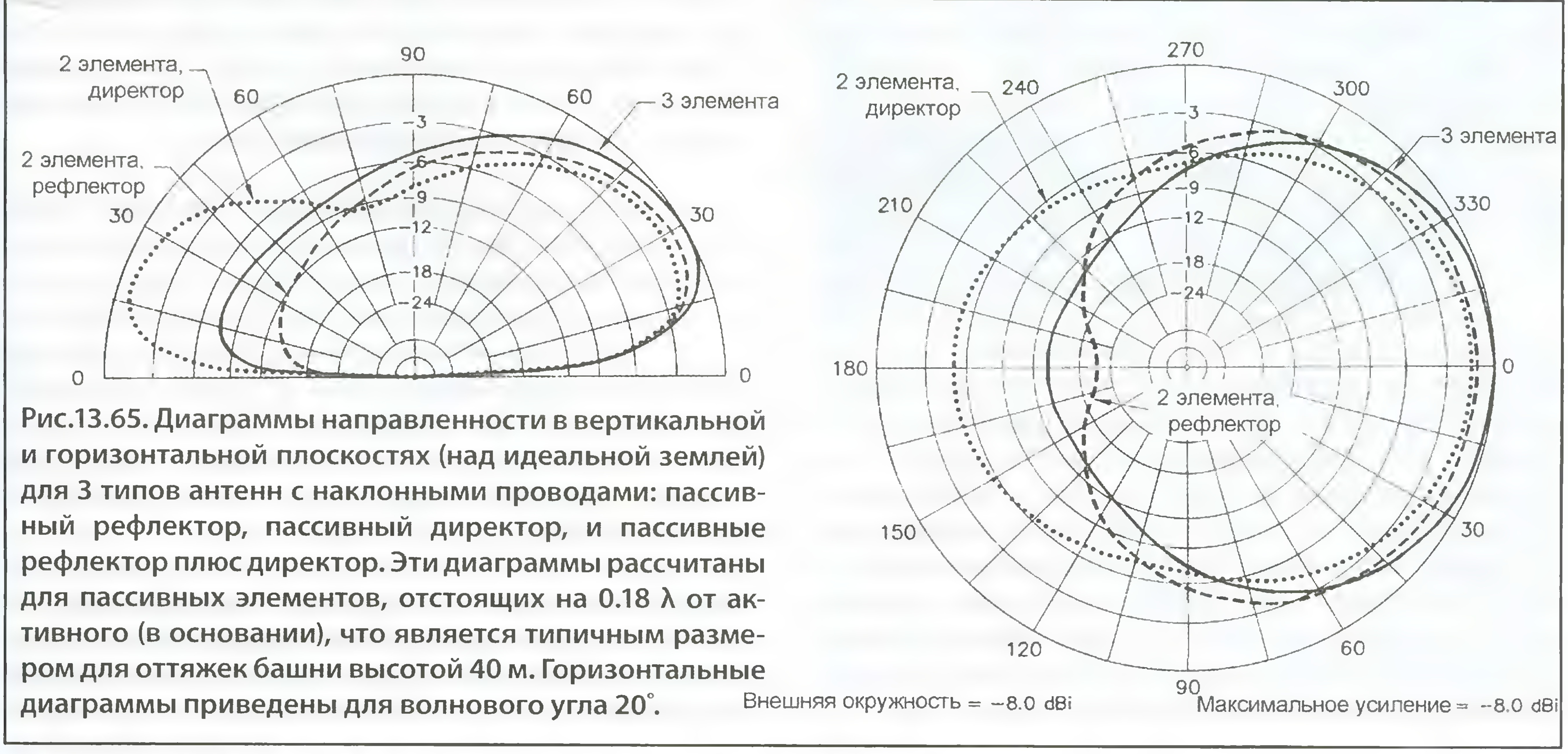


Рис.13.65. Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях (над идеальной землей) для 3 типов антенн с наклонными проводами: пассивный рефлектор, пассивный директор, и пассивные рефлектор плюс директор. Эти диаграммы рассчитаны для пассивных элементов, отстоящих на 0.18 λ от активного (в основании), что является типичным размером для оттяжек башни высотой 40 м. Горизонтальные диаграммы приведены для волнового угла 20°.

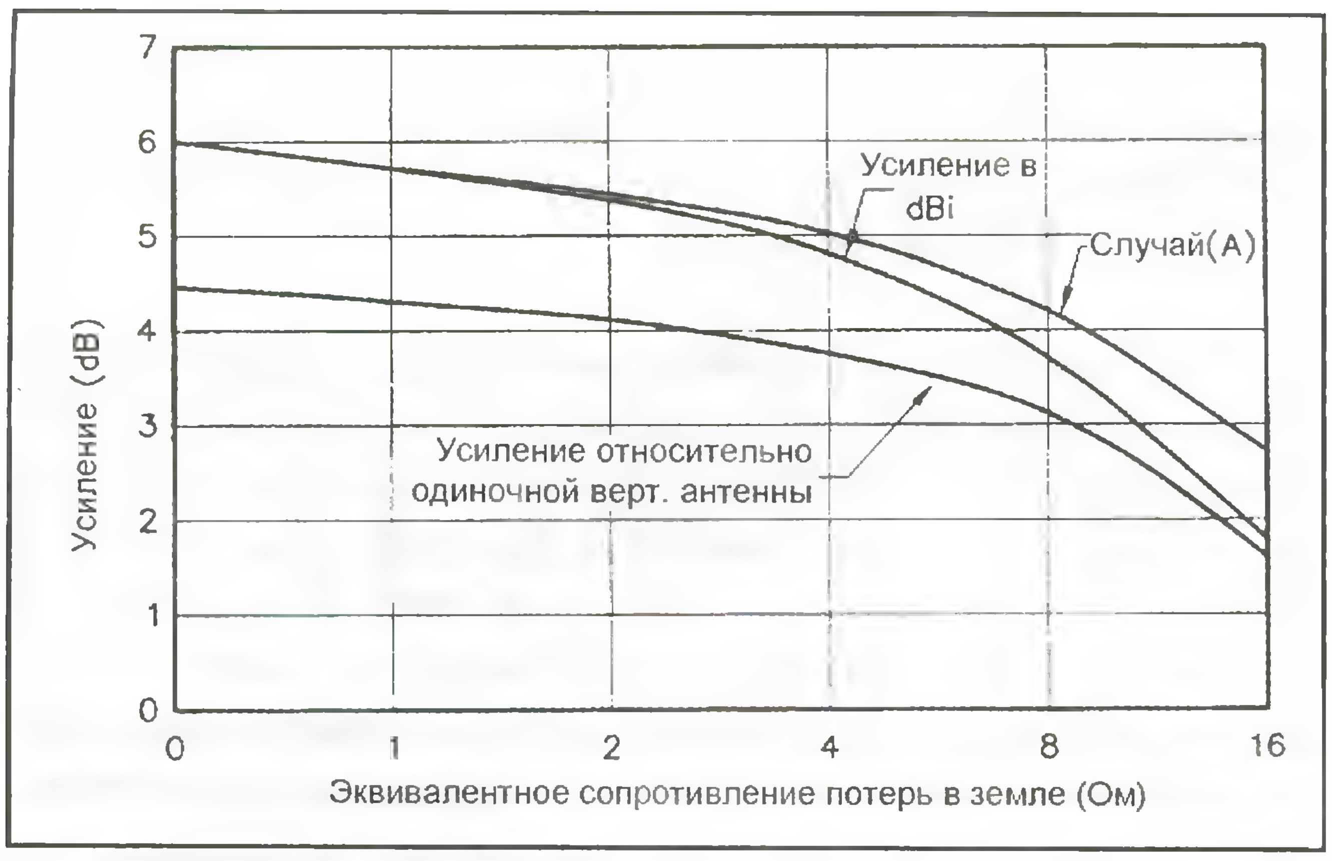


Рис.13.66. КНД трехэлементной антенны из наклонных проводов в зависимости от эквивалентного сопротивления потерь земли. Случай А для фиксированного сопротивления потерь активного элемента, равного 1 Ом.

Ясно, что для всех указанных конструкций необходимо иметь совершенную заземляющую систему противовесов, не только для активного, но и для пассивных элементов. На Рис.13.66 показана зависимость КНД антенны от эквивалентного сопротивления потерь в земле. Случай А приведен для идеально заземленного активного элемента (Rпотерь = 1 Ом), но при изменяющемся сопротивлении потерь пассивных элементов. В то время, как заземление с сопротивлением 1 Ом дает усиление 5.6 дБ, то при сопротивлении потерь в земле 8 Ом для всех элементов КНД падает до 3.67 дБ. Если для активного элемента мы имеем сопротивление 1 Ом, а для остальных посредственное заземление с 8 Ом, то КНД снижается до 4.13 dBi.

Очевидно, что не имеет значения способ питания активного элемента - последовательно или параллельно.

3.9.2. Трехэлементная вертикальная пассивная решетка.

Анализ антенн, проведенный в разделе 3.9.1, показывает, что они имеют значительный уровень излучения на высоких углах. Это вызвано присутствием большой горизонтальной составляющей в наклонных пассивных проводах. Чтобы улучшить ситуацию, нужно попытаться сделать эти провода настолько вертикальными, насколько это возможно. Если вы не используете вертикальные провода в качестве оттяжек, то можно рассмотреть конфигурацию, показанную на Рис.13.67.

На вершине четвертьволновой вертикальной башни смонтированы 4 перекладины, поддерживающие четыре наклонных провода. Основания пассивных элементов находятся на расстоянии 0.125 λ от активного элемента, что намного меньше, чем в антеннах раздела 3.9.1. (0.17 λ). Размеры всех четырех проводов выбраны такими, чтобы они могли работать как директоры. При работе в качестве рефлекторов пассивные элементы нагружаются внизу с помощью катушки. Два провода по бокам оставлены «на весу». Эта антенна имеет весьма представительный КНД на 4.5 дБ больше одиночного вертикального излучателя. На основном волновом угле защита имеет впечатляющее значение 30 дБ, что видно из диаграмм на Рис.13.67.

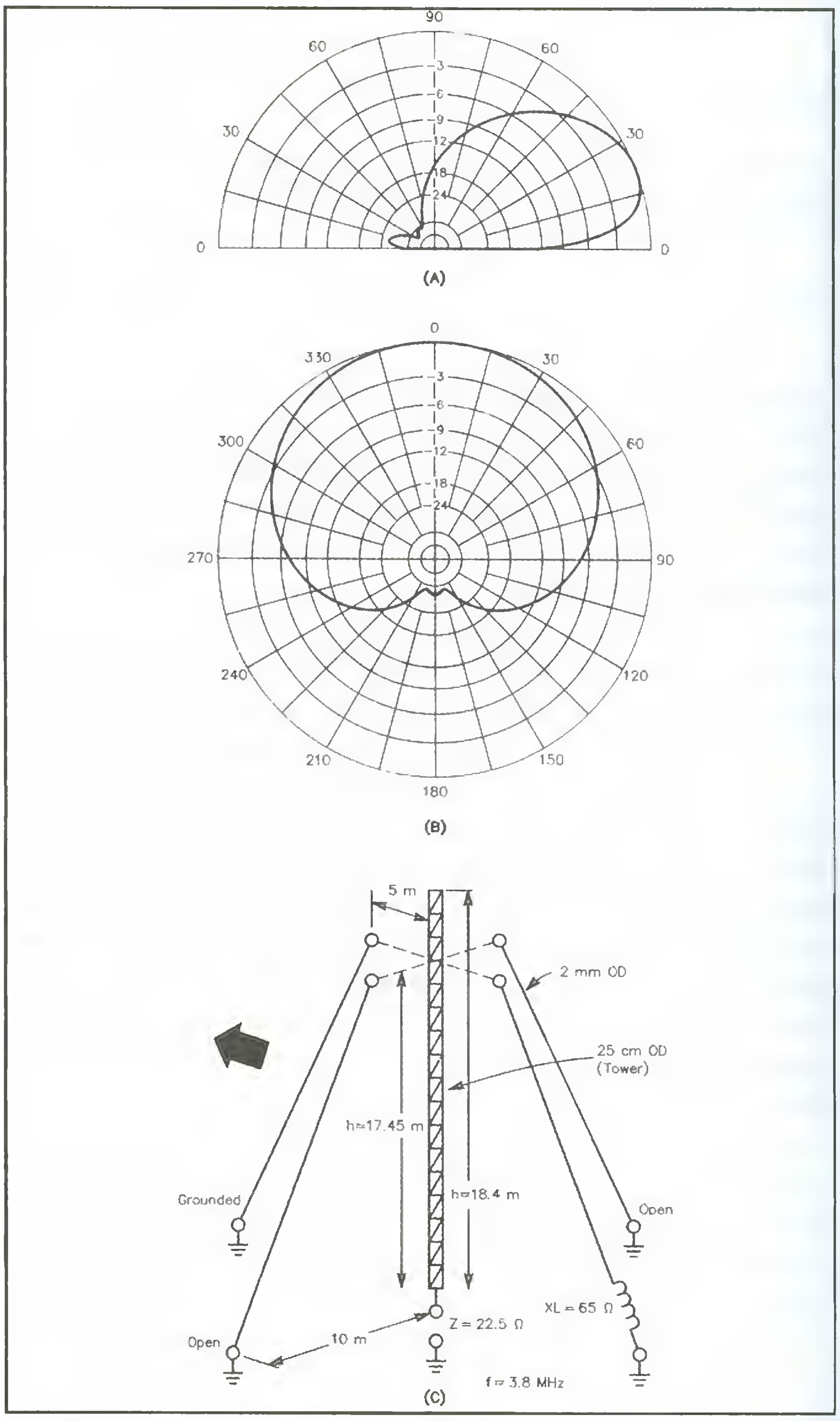


Рис.13.67. Трех элементная пассивная антенная пассивная решетка, содержащая центральную поддерживающую башню с двумя пересекающимися перекладинами, установленными на вершине башни под углом 90°. Два из наклонных проводов оставлены свободно подвешенными, третий заземлен как директор, и четвертый нагружен катушкой, чтобы действовать как рефлектор. Азимутальная диаграмма направленности на Рис. В представлена для волнового угла 22°. Противовесы заземления необходимы для всех пяти точек, но на данном рисунке они опущены для простоты.

Вы можете «настроить» наклонные провода. Нужно убедиться, что активный элемент, так же как и три остальные пассивные оставлены «на весу» при настройке активного элемента. Резонансная частота должна быть 4.055 МГц ($f_{\text{расчетная}}$ = 3.8 МГц). Конечно, вы можете настроить провода с помощью нагрузочной катушки, для того, чтобы найти резонансную частоту рефлектора. Аналогично, все остальные элементы должны быть полностью отвязаны при настройке элемента. Резонансная частота рефлектора равна 3.745 МГц ($f_{\text{расчетная}}$ = 3.8 МГц).

Если вы хотите полностью устранить горизонтальную составляющую излучения, решение может быть выбрано в виде Рис.13.68. В этом случае элементы подвешиваются на растяжки.

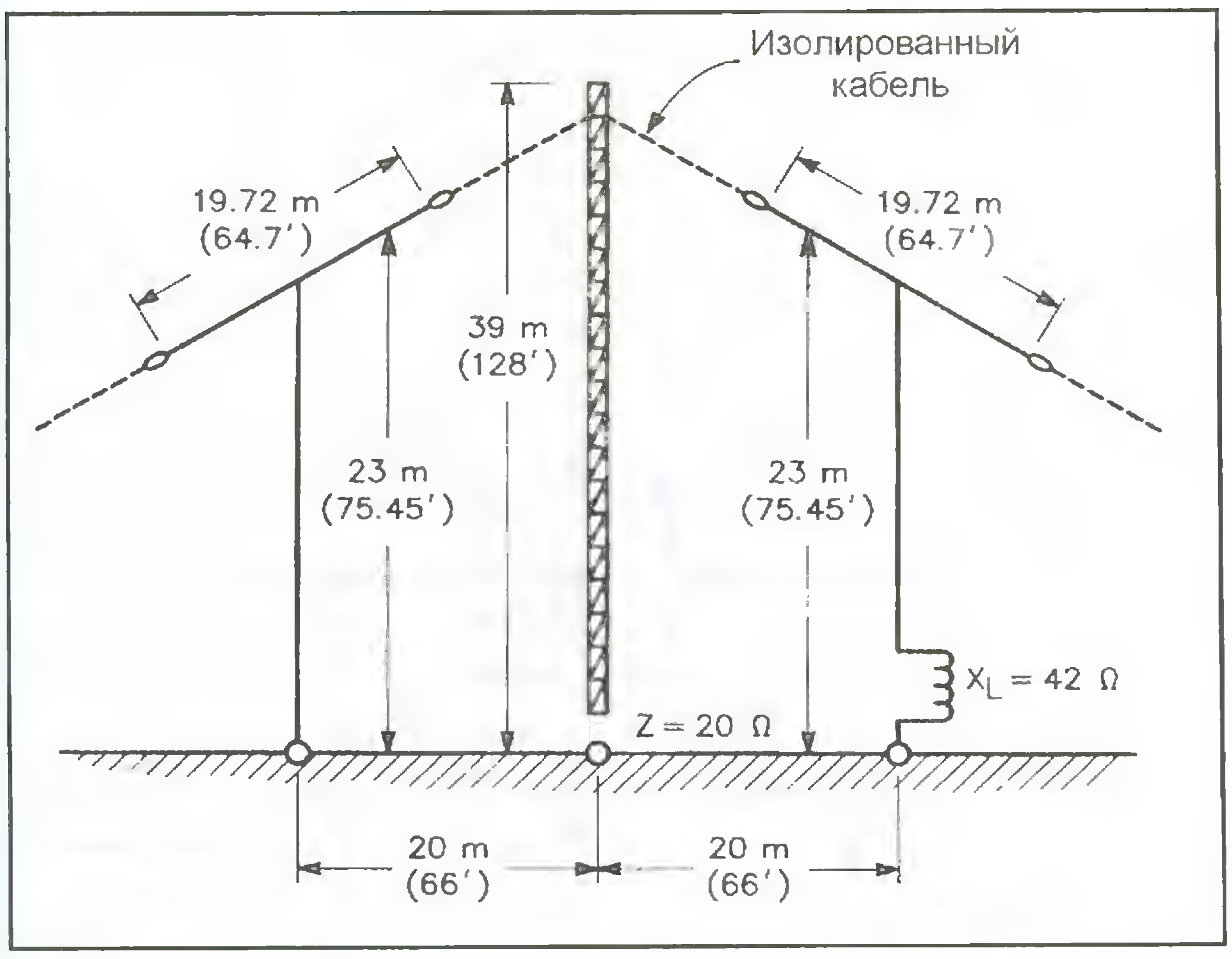


Рис.13.68. 3-х элементная пассивная решетка диапазона 160 метров дает усиление на 4.8 дБ выше, чем одиночный вертикальный элемент, и отношение переднего/заднего излучения лучше 25 дБ в полосе частот 30 кГц. С такими решетками приемные антенны Бевериджа уже не нужны! На рисунке показаны только два из четырех пассивных элементов. Два других элемента оставлены свободно подвешенными.

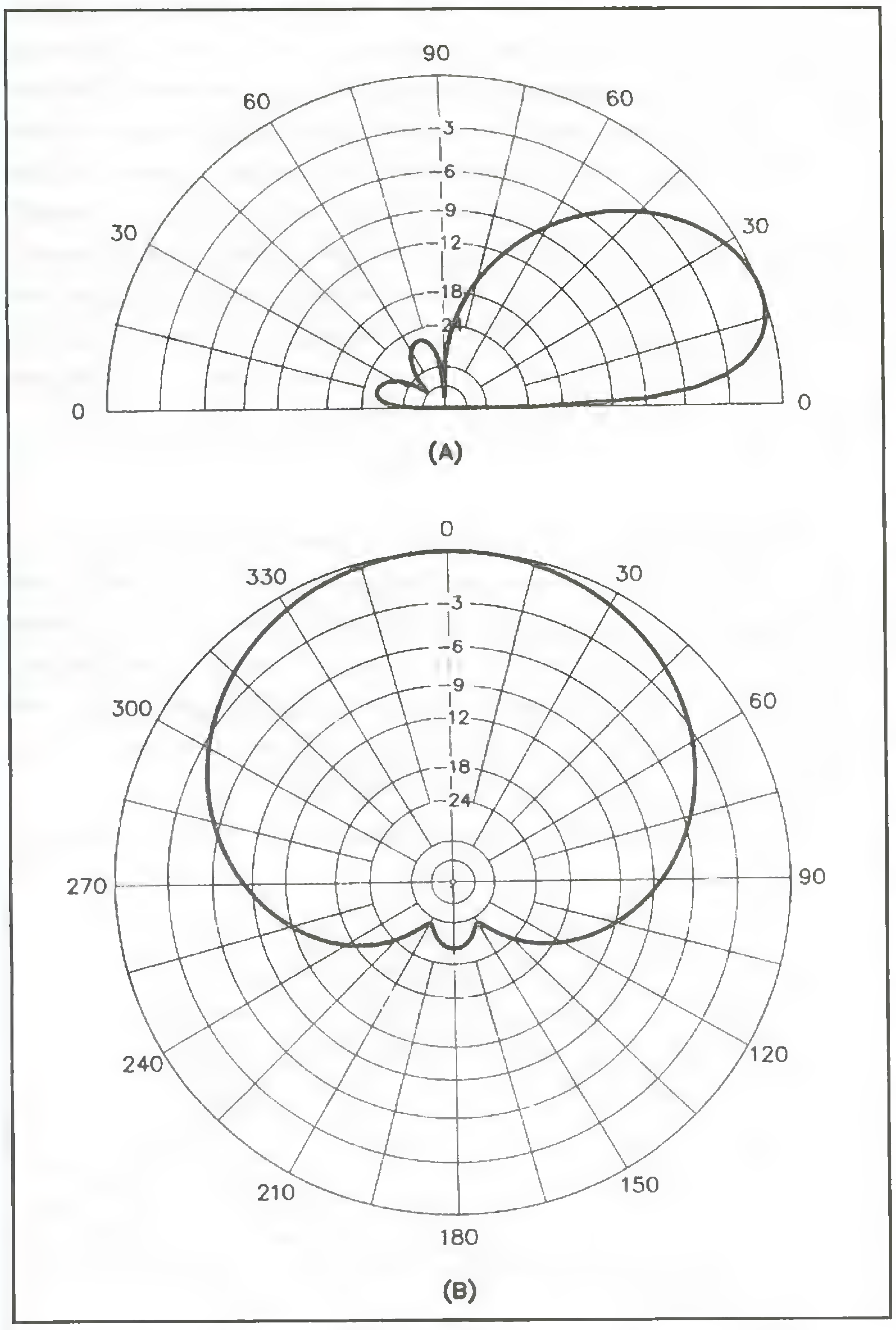


Рис.13.69. Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскости 3-элементной вертикальной антенны диапазона 160метров. Азимутальная диаграмма приведена для волнового угла 20°. Обратите внимание на совершенную форму диаграммы и исключительную защиту.

В этой конструкции диапазона 160 метров ($f_{\text{расчетная}} = 1.832$ МГц) вертикальные пассивные элементы нагружены сверху с помощью Т-образных наклонных проводов. Эти провода могут быть протянуты вдоль растяжек или являться составляющей частью всей поддерживающей конструкции. Такая конструкция с наклонными нагрузочными проводами не дает никакой горизонтальной составляющей в дальней зоне, так как провода полностью симметричны по отношению к вертикальному элементу.

Чтобы обеспечить возможность переключения такой решетки в четырех направлениях, растяжки следует закреплять с шагом в 90° на вершине башни – активного элемента. С помощью соответствующего оборудования элементы должны подключаться либо прямо к земле (директор), либо к земле через нагрузочную катушку (рефлектор), либо оставаться неподключенными (неиспользуемые элементы по бокам от основного направления). Хорошей идеей является обеспечение возможности отключить все элементы сразу, в этом случае вы получите всенаправленную антенну. Это может представлять интерес при проверке антенны, или для быстрого просмотра вокруг по всем направлениям.

В примере, который я анализировал, использовались вертикальные пассивные элементы длиной 23 м, нагруженные сверху с помощью наклонных проводов длиной 19.72 м, которые являлись частью растяжек. Так как длина обеих частей наклонного провода по разные стороны от вертикального элемента одинакова, то такая структура не излучает составляющих горизонтальной поляризации.

Длина пассивных элементов выбрана такой, чтобы получить резонанс на частоте 1.935 МГц.

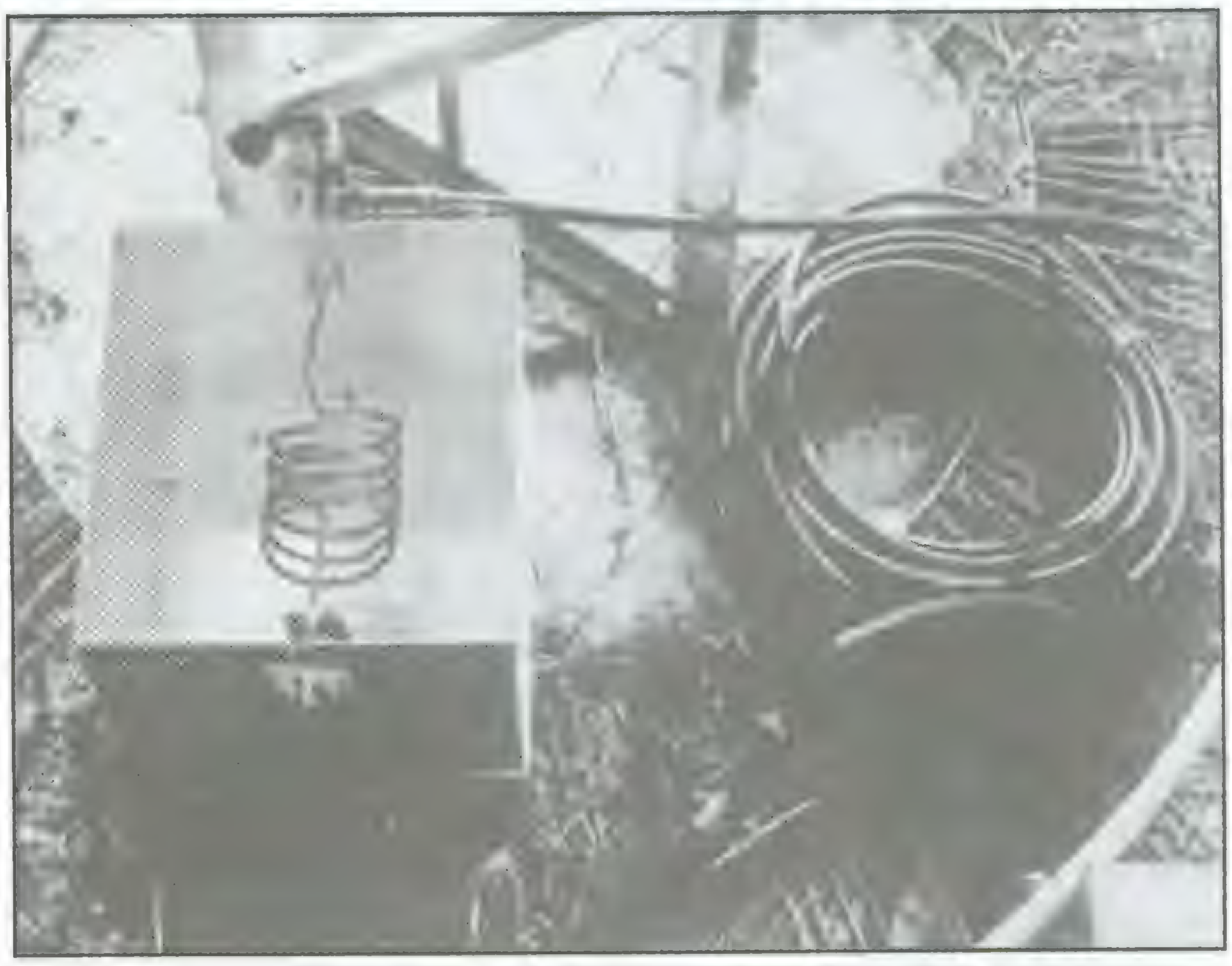


Рис.13.70. Подключение вертикальной антенны Уда-Яги K3LR диапазона 160 метров к фидеру. В алюминиевом корпусе находится Г-звено, трансформирующее входное сопротивление антенны (около 20 Ом) в сопротивление фидера 75 Ом. Катушка из коаксиального кабеля является короткозамкнутым четвертьволновым шлейфом (на 160 метров), который предназначен для стекания статического заряда, а также для ослабления гармоник диапазона 80 метров (что весьма важно на соревновательных станциях со многими операторами). Обратите внимание на 120 противовесов, отходящих от кольца.

Для настройки элементов может быть применена процедура, описанная выше для антенн диапазона 80 метров. При использовании элемента в качестве рефлектора, его резонанс настраивается на 1.778 МГц. Это может быть достигнуто включением индуктивности 3.65 мкГн (реактивное сопротивление 42 Ом на 1.832 МГц) между нижним концом элемента и землей. Сопротивление излучения такой антенны около 20 Ом, она имеет КНД на 4.8 дБ выше, чем одиночный полноразмерный вертикальный элемент. Диаграммы направленности приведены на Рис.13.69. Антенна имеет постоянный КНД в полосе более чем 50 кГц, и отношение переднего/заднего излучения лучше 25 дБ в полосе более 30 кГц. При настройке КСВ = 1 на частоте 1.832 МГц, достигается КСВ, меньшее, чем 1.2 от 1.820 до 1.850 МГц. Это действительно антенна-победитель, она требует всего один полноразмерный четвертьволновый элемент, и достаточную площадь частных владений, чтобы разместить растяжки и необходимые элементы противовесов.

Аналогичные принципы использования наклонных оттяжек и нагруженных сверху вертикальных пассивных элементов могут быть, конечно, применены и для построения 3-х элементной вертикальной антенны диапазона 80 метров.

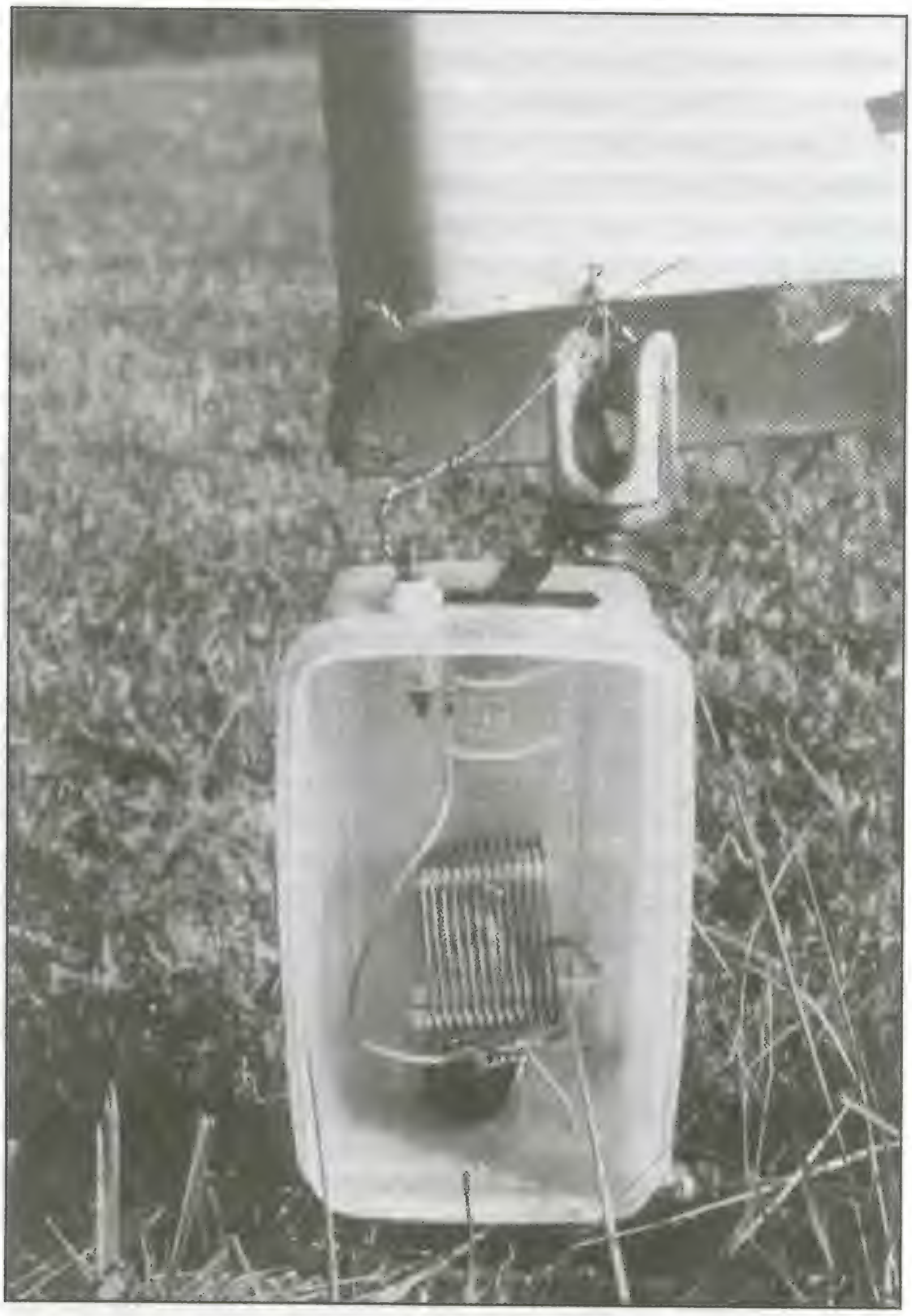


Рис.13.71. Пластиковый пищевой контейнер, содержащий нагрузочную катушку Air Dux и небольшое реле, включающее и выключающее катушку в цепь каждого из 4 пассивных элементов. Контейнер накрыт перевернутым пластиковым ведром для мусора. Основание каждого элемента также оборудовано коаксиальным шлейфом ¼ λ и дополнено не менее чем 120 противовесами.

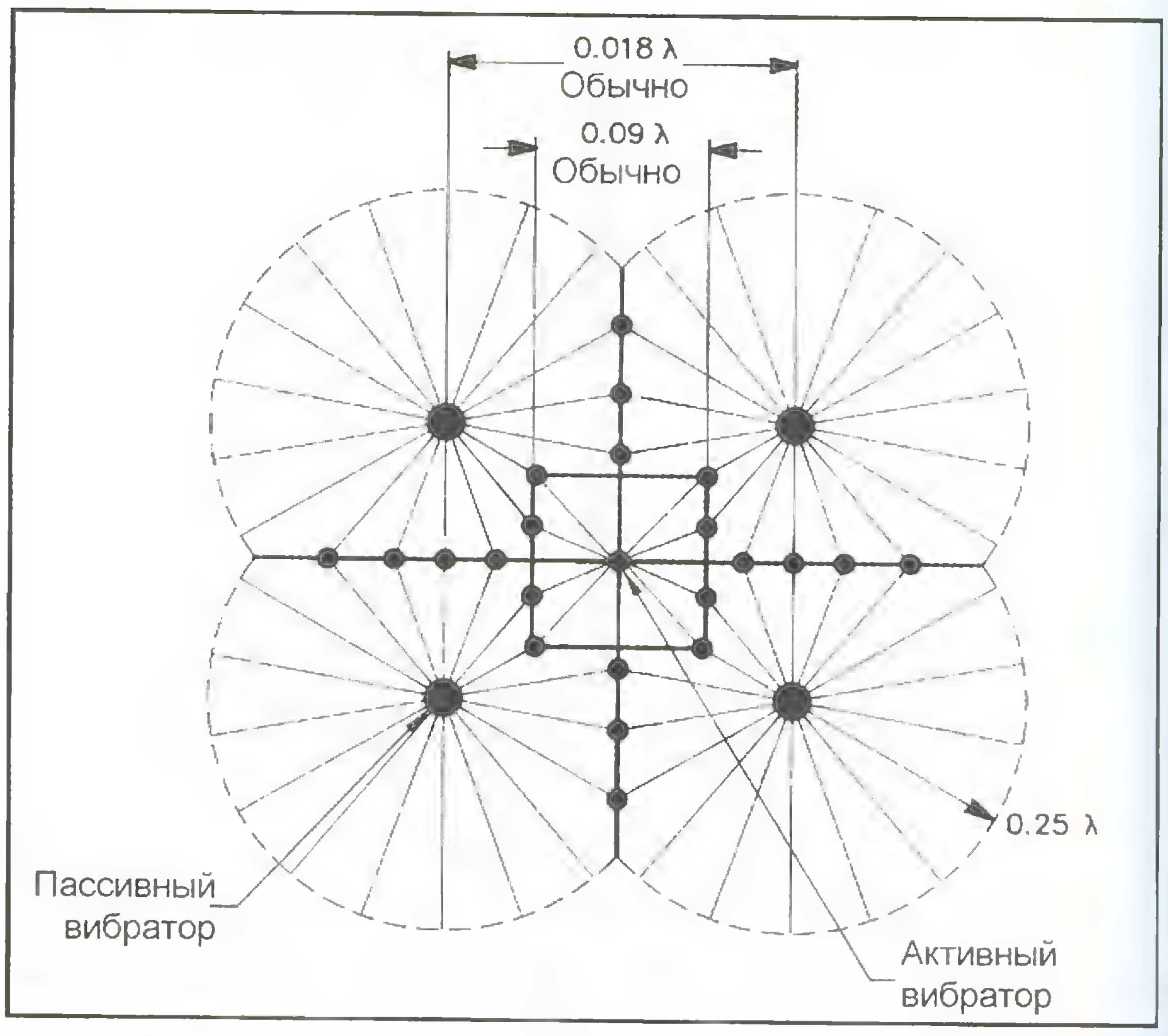


Рис.13.72. Схема противовесов, примененная K3LR в его 3-х элементной пассивной антенне диапазона 160 метров. Всего в противовесах было использовано около 15 км провода.

Тим Даффи, K3LR, построил почти точную копию такой антенны. Первоначально он использовал Г-образные пассивные элементы. Он обнаружил, что эти Г-образные элементы дают изрядное количество излучения горизонтальной поляризации на высоких углах. Для одиночного вертикального элемента, быть может, это не слишком важно, но для пассивных элементов антенны это значительно ухудшает направленность всей решетки, в особенности на высоких углах. Также это важно, если антенна работает на прием. Тим сделал и описал изменения в антенне, во время которых он заменил Г-образные элементы на наклонные Т-образные, и нашел, что Т-элементы работают намного лучше.

У K3LR резонанс пассивных элементов находился на 1.903 МГц, индуктивность нагрузочной катушки 4.0 мкГн, вертикальная длина элемента 19.58 м, длина верхней Т-перекладины 17.78 м (все изготовлено из медного провода). Антенна согласуется с коаксиальным фидером 75 Ом с помощью Г-цепи (см. Рис.13.70). Измеренный КСВ равен 1.3 на 1.8 МГц, 1.0 на 1.83 МГц и 1.3 на 1.85 МГц.

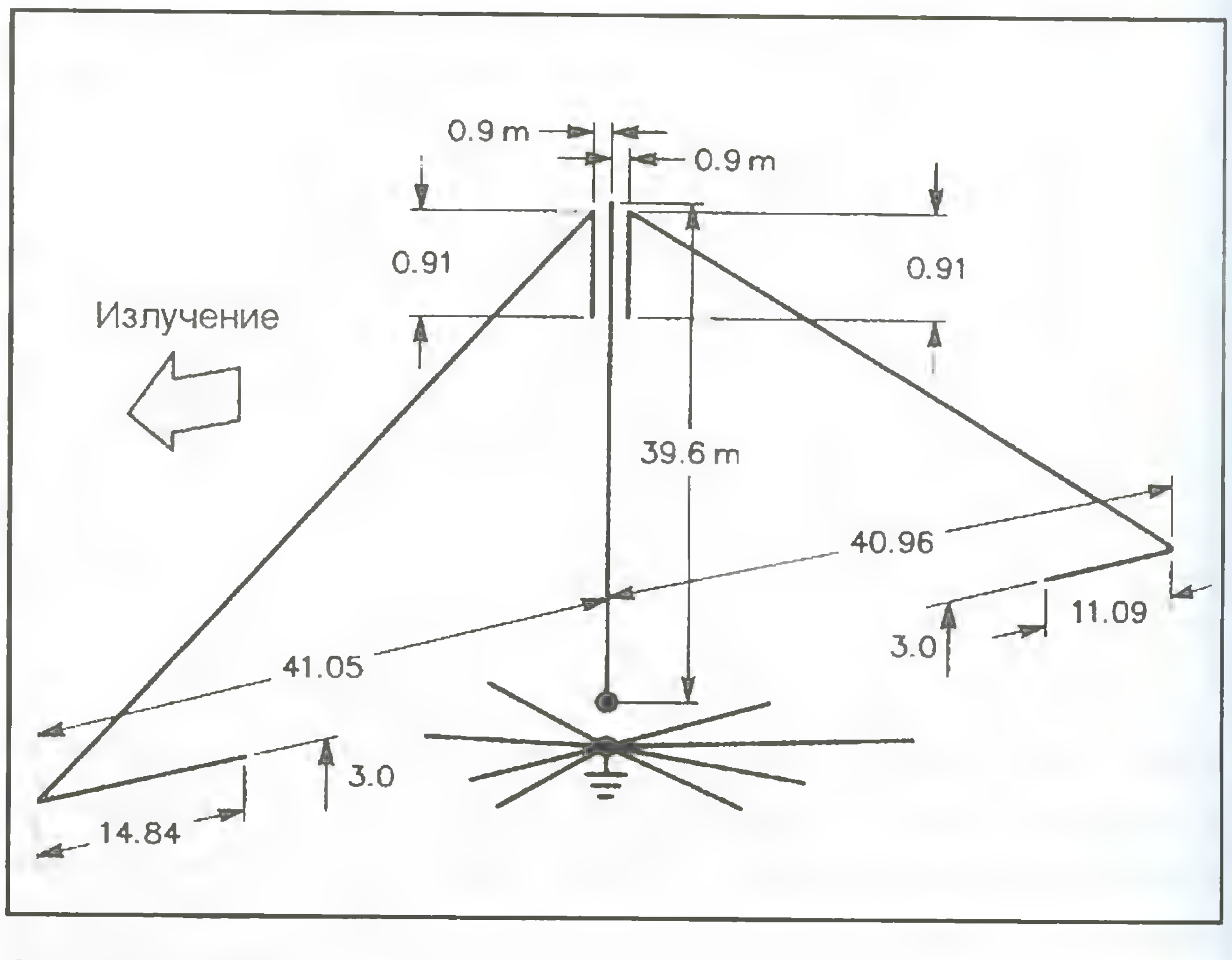


Рис.13.73. Чертеж и размеры антенны «Спитфайр» диапазона 160 метров.

Тим может использовать режим всенаправленной антенны (все пассивные элементы разомкнуты – см. Рис.13.71), что позволяет получить КНД примерно 5 дБ, отношение переднего/заднего излучения 30 дБ на расчетной частоте (1.83 МГц). На частоте 1.82 МГц защита составляет 25 дБ, и 15 дБ на 1.84 МГц.

Тим не может иметь много антенн Бевериджа (а всего только единственную в Европе 1200 футовую), безусловно, высоко оценивает исключительную направленность антенны диапазона 160 метров. Не забывайте, что для правильной работы такой антенны требуется впечатляющая система заземления каждого элемента. K3LR использует не менее 15 км противовесов в этой системе. Рекомендуемая схема заземления, которую применяет K3LR, показана на Рис.13.72. Нужно заметить, что заземление даже еще более важно, чем для активной фазированной решетки. В пассивных решетках усиление страдает от плохой проводимости земли сильнее, и хорошая система заземления необходима. Между прочим, компьютерное моделирование показывает, что приподнятые противовесы плохо работают с пассивными решетками. Независимо от того, какой тип приподнятой системы противовесов я испытывал (разное количество лучей, разные длины и ориентация), результатом была сильно искаженная диаграмма направленности.

Это логично, если принять во внимание емкостную взаимную связь между приподнятыми противовесами. Сравните эту ситуацию с тем, что было испытано с антеннами Уда-Яги диапазона 80 метров, нагруженными сверху по проекту W7CY и K6UA. В фазированных решетках, где все элементы активные, сам метод питания преодолевает эффект взаимного влияния между близко расположенными проводами.

3.9.3. Антенна «Спитфайр» K1VR/W1FV.

Фред Хопенгартен, K1VR, и Джон Кауфман, W1FV, разработали новую пассивную 3-х элементную антенну, которую они назвали «решетка Спитфайр». Эскиз антенны приведен на Рис.13.73.

Джон, W1FV, описывает антенну как 3-х элементную пассивную решетку с вертикальным активным элементом (башня) и двумя наклонными проводными пассивными элементами (директор и рефлектор). Он добавляет, что пассивные элементы не заземлены и не требуют каждому свою отдельную систему приотивовесов. Вместо этого пассивные элементы изогнуты, чтобы достичь требуемой полуволновой резонансной длины. Активный элемент-башня требует своей собственной системы противовесов.

Антенна моделировалась с помощью EZNEC, с использованием метода учета влияния земли из MININEC (метод учета влияния земли NEC не может быть применен, так как активный элемент заземлен). Над землей со средними характеристиками, модель показала усиление выше на 4.8 дБ, чем одиночный вертикальный элемент на волновом угле 23^0.

Антенна имеет большой уровень излучения на высоких углах, и ее диаграмма направленности сходна с антенной EWE (см. Рис.13.74). Высокий уровень излучения на больших углах вызван в основном излучением нижней части полуволновых изогнутых элементов. Эти части можно рассматривать как одиночный излучающий луч, направленный снаружи внутрь к активному элементу.

Для изменения направленности применяется реле, которое подключает или отключает дополнительный сегмент провода к нижней горизонтальной части каждого пассивного элемента, превращая их тем самым из рефлектора в директор и наоборот. Следует принять во внимание, что переключение производится в точке с высоким уровнем напряжения, поэтому хорошо изолированное вакуумное реле определенно не будет роскошью.

Модель с четырьмя переключаемыми направлениями может быть получена при помощи добавления идентичного набора пассивных проводов (всего получается 4), установленных под прямым углом по отношению к исходным. В каждый момент времени работают только два провода. Остальные два расстраиваются так, чтобы не оказывать взаимного влияния. Это просто достигается их заземлением.

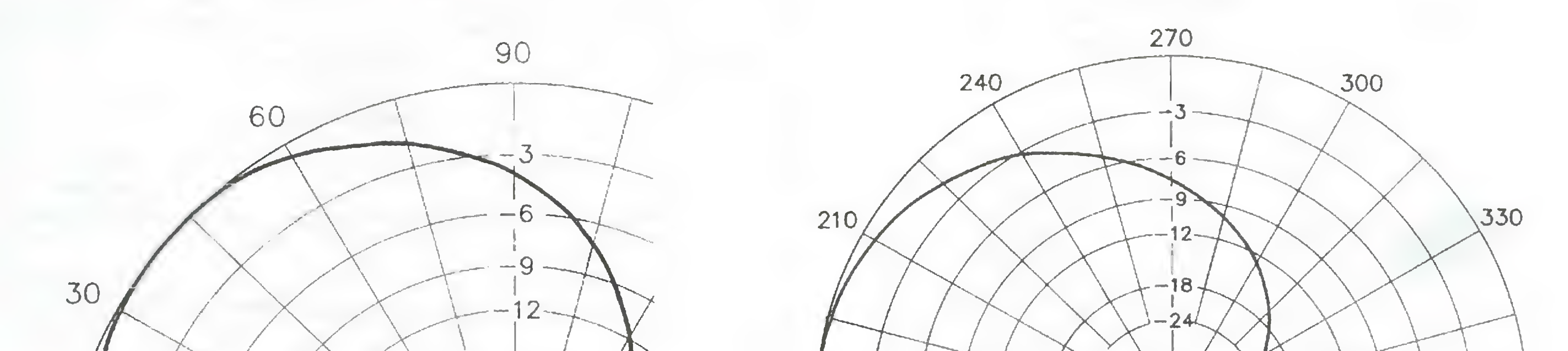


Рис.13.74. Диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскости антенны «Спитфайр». Горизонтальная ДН рассчитана для волнового угла 23^0.

Критический анализ.

Если сравнить эту антенну с классической 3-х элементной пассивной антенной, описанной в разделе 3.9.2, можно отметить, что основная разница состоит в том, что «Спитфайр», как утверждается, не требует системы противовесов для пассивных элементов. Потери в земле и системы противовесов для вертикальных антенн обсуждались в Главе 9 (разделы 1.3.3 и 2). Я также отмечал, что анализ антенны «Спитфайр» проводился с помощью программы, основанной на MININEC – это означает, что в ближней зоне антенны подразумевалась идеально проводящая земля. В реальной жизни это определенно не так. Нижние половины наклонных пассивных элементов очень близки к земле, и, без сомнения, вызывают значительное поглощение ближнего поля в земле с потерями, если только земля не скрыта от этих частей элемента эффективным экраном. В модели, которая применялась при разработке антенны, это во внимание не принималось. Что это означает? Это не означает, что антенна не может дать хорошую направленность. Но это означает, что процитированное значение усиления, вероятно, на несколько децибел выше, чем те, которые могут быть достигнуты в реальной жизни, если не используется система противовесов или экран, которые эффективно изолируют землю с потерями от антенны. Такое экранирование достигается удлинением противовесов под активным элементом так, чтобы они выступали на расстояние по меньшей мере 1/8 λ за границы пассивных элементов. Это дает длину противовесов около 60 м, и расстояние между их концами не более 0.015 λ (см. Главу 11. раздел 2). Таким образом, этим требованиям удовлетворяют 157 противовесов длиной 60 м. Только при этих обстоятельствах мы получим такой же КНД, как и при использовании четвертьволновых элементов, установленных на землю, каждый из которых имеет свою тщательно разработанную систему противовесов (а-ля K3LR).

Я смоделировал аналогичную антенну, но с четвертьволновыми заземленными пассивными элементами примерно на том же расстоянии от башни. Наклонные пассивные элементы имели длину 38.7 м, расстояние 9.2 м от башни сверху и 29 м у основания. Вершины элементов находились на высоте 33 м – на 6 м ниже вершины 39 м башни. Директоры могут переключаться в рефлекторы при подключении нагрузочной катушки с индуктивностью 2.85 мкГн. Такая классическая антенна имеет усиление на 0.7 дБ выше, чем антенна «Спитфайр» над идеальной землей, отношение переднего/заднего излучения и полосу частот примерно такие же, что были рассчитаны для антенны «Спитфайр». Наиболее важно в этой антенне то, что она не дает излучения на высоких углах, которое свойственно антенне «Спитфайр» (см. Рис.13.75 и 13.76).

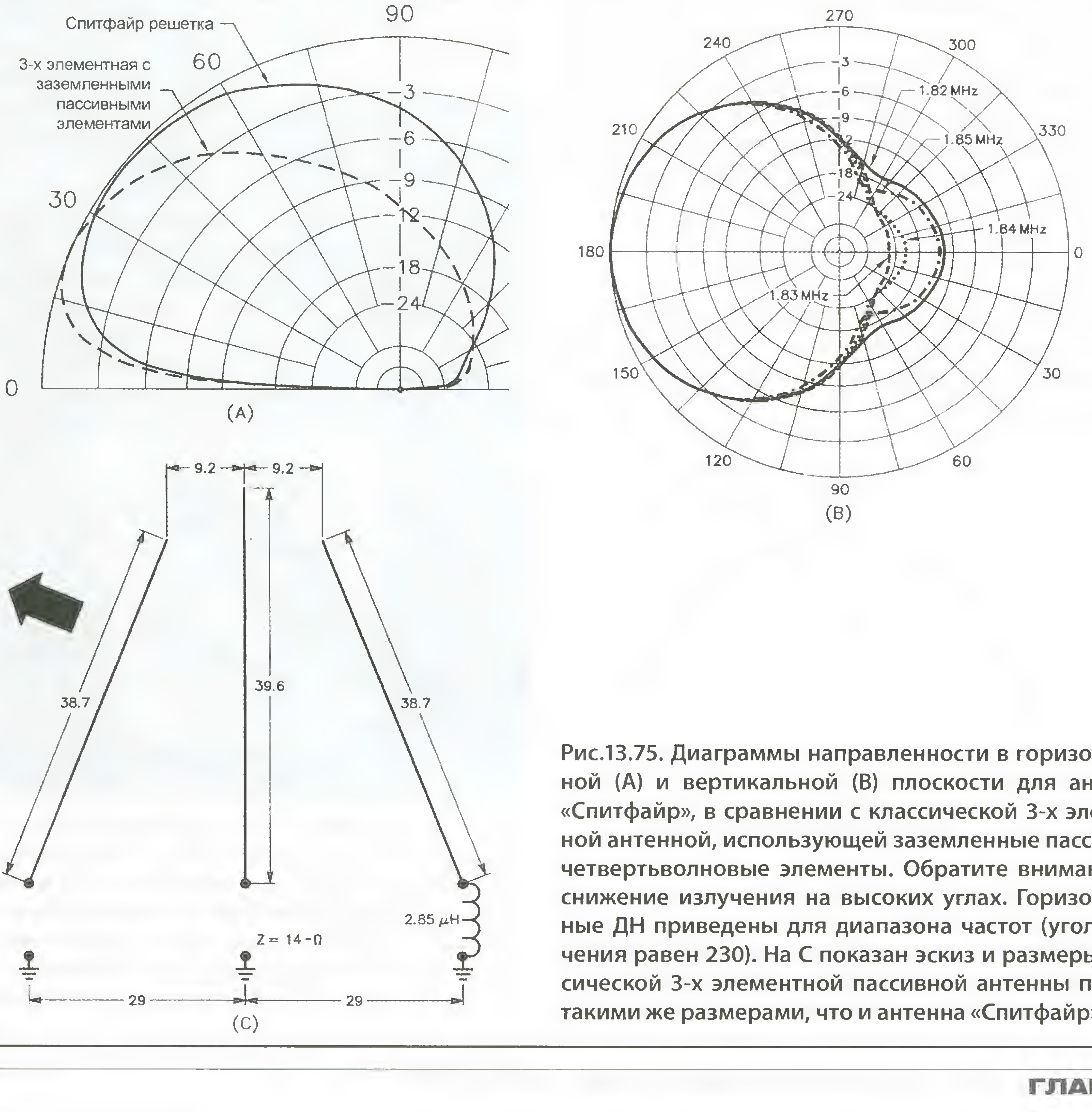


Рис.13.75. Диаграммы направленности в горизонтальной (А) и вертикальной (В) плоскости для антенны «Спитфайр», в сравнении с классической 3-х элементной антенной, использующей заземленные пассивные четвертьволновые элементы. Обратите внимание на снижение излучения на высоких углах. Горизонтальные ДН приведены для диапазона частот (угол излучения равен 230). На С показан эскиз и размеры классической 3-х элементной пассивной антенны почти с такими же размерами, что и антенна «Спитфайр».

Выводы.

Имеются фантастические средства для моделирования, но они остаются только инструментами. Каждый инструмент имеет свои ограничения. Мы должны знать об этих ограничениях и уметь с ними обращаться. Приподнятые противовесы, полуволновые пассивные элементы, активные вертикальные элементы и другое не имеет никаких магических свойств. Они не устраняют влияние реальной земли. Земля остается на своем месте, и, если любые излучающие элементы находятся близко к ней, то появляются потери, которые мы называем потерями от поглощения ближнего поля. Моделирующие программы, основанные на MININEC, используют модель идеально проводящей земли, это означает, что такие программы не принимают во внимание указанные потери. При использовании программ типа NEC-4, где активный элемент может быть заземлен, значения усиления получаются слишком высокими. Это объясняется широко известным (до сих пор) недостатком NEC, который приводит к слишком малым потерям ближнего поля для проводов, находящихся близко к земле (см. Главу 9, разделы 2.2.1 и 2.2.2).

Таким образом, было показано, что все пассивные вертикальные антенны с заземленными элементами страдают тем недостатком, что реальное усиление быстро ухудшается при наличии резистивных потерь в неидеальной земле. Конечно, это так. Это может быть легко смоделировано на любой MININEC-базированной программе при помощи включения небольшого резистора последовательно с элементом в точке его соединения с землей. Если элемент не имеет соединения с землей, это не означает, что он не имеет потерь, связанных с землей. Эти потери возникают от поглощения ближнего поля низко расположенных проводов, и в не могут быть достаточно точно смоделированы современными программами. Это, однако, не устраняет факта их существования, и они могут привести к потерям в уровне сигнала на несколько дБ!

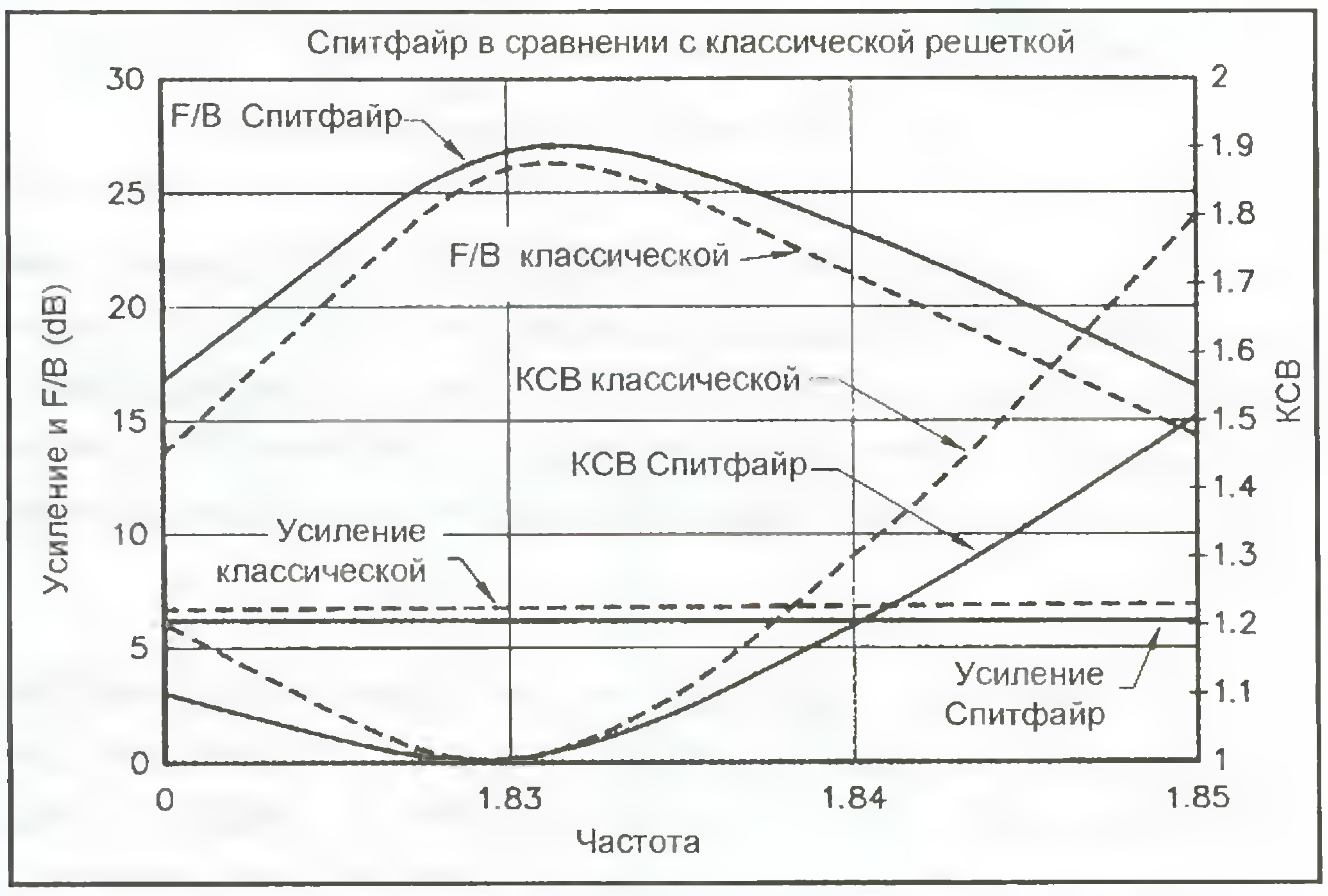


Рис.13.76. Частотные характеристики антенны «Спитфайр» в сравнении с классической 3-х элементной антенной с почти такими же размерами (Рис.13.75). Обратите внимание, что показанный для «Спитфайр» КНД может быть получен только при использовании обширной системы противовесов или заземляющего экрана, который является обязательным, чтобы предотвратить потерю нескольких децибел за счет поглощения ближнего поля полуволновых элементов, расположенных очень близко к земле.

Антенна «Спитфайр» имеет свои достоинства. В некоторых обстоятельствах излучение на высоких углах может оказаться ценным качеством, например при соревнованиях, где приветствуется дополнительная связь с местными станциями. Потенциальным строителям антенн следует знать, что хороший экран от земли так же важен для этой антенны, как и для антенн с заземленными четвертьволновыми пассивными элементами. К сожалению, снова, ничего даром не достается!

3.10. Согласование антенн Уда-Яги.

Согласующие схемы антенн Уда-Яги, которые я описываю, применимы не только для низкочастотных диапазонов. Концепция, конструкция и реализация наиболее популярных согласующих схем описаны в мельчайших деталях, подробнее, чем в любой другой книге, которые я знаю.

Я описываю четыре наиболее популярные согласующие схемы:

- Гамма-согласование.
- Омега-согласование.
- Схема «шпилька».
- Прямое включение.

Программа YAGI DESIGN содержит модули, которые позволяют конструировать такие схемы без догадок и предположений.

3.10.1. Гамма-согласование.

В прошлом гамма-согласующие схемы часто описывались в слишком упрощенной форме.

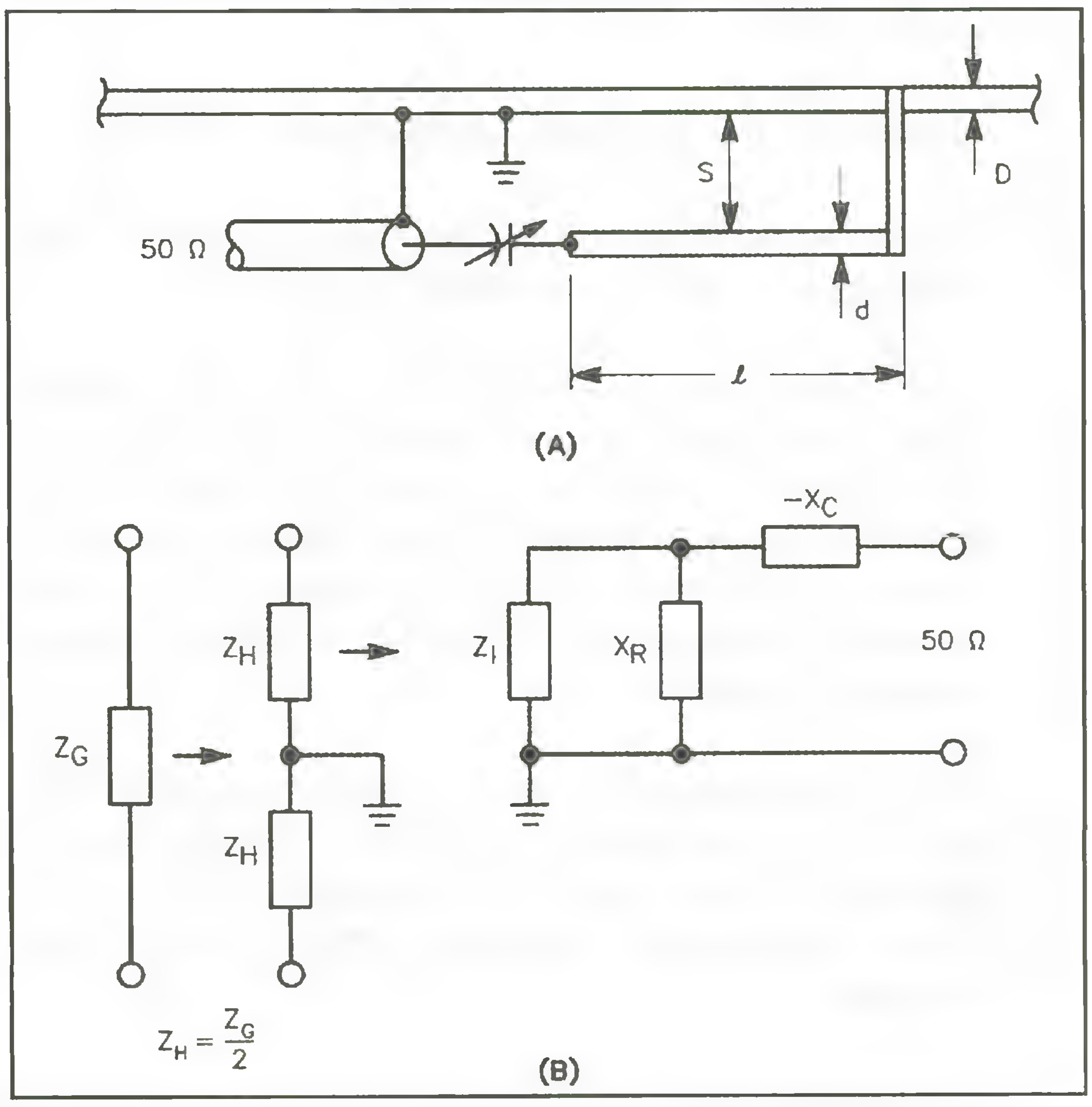


Рис.13.77. Эскиз и эквивалентная схема гамма-согласования.

Ряд строителей, должно быть, был близок к помешательству, пытаясь согласовать 3-элементную антенну типа W2PV с помощью гамма-схемы. Причиной этому является слишком низкое сопротивление излучения, и тот факт, что активный элемент «слишком длинный» (положительное реактивное сопротивление). Активный элемент 3-х элементной антенны W2PV диапазона 20 м (с высокой добротностью 58) имеет сопротивление излучения всего 13 Ом, и индуктивную реактивную часть сопротивления +18 Ом на расчетной частоте, при диаметре излучателя 0.489661 λ [957]. Антенны с таким низким сопротивлением излучения и положительным реактивным сопротивлением (элемент слишком длинный!) не могут быть согласованы с помощью гамма (и омега) схем, если только не укоротить активный элемент с целью получения отрицательной (емкостной) реактивности во входном сопротивлении.

Антенны с относительно высоким сопротивлением излучения (25 Ом) и небольшим отрицательным реактансом (слегка укороченные элементы), скажем -10 Ом, могут быть легко согласованы различными вариантами гамма-схем.

На Рис.13.77 приведена эквивалентная схема согласующей гамма-цепи. Z_G - сопротивление элемента, подлежащее согласованию. С помощью гамма-схемы половина сопротивления элемента ($Z_G = Z_G/2$) трансформируется в сопротивление фидера 50 Ом.

Повышающий коэффициент гамма-схемы зависит от размеров физических элементов (диаметр элемента, диаметр согласующего стержня и расстояние), образующих согласующее звено.

На Рис.13.78 показана зависимость повышающего коэффициента гамма-схемы от диаметра активного элемента, диаметра гамма-стержня и расстояния между ними.

Процедура расчета элементов схемы выглядит следующим образом.

1. Вычислить повышающий коэффициент (Рис.13.78).
2. Умножить Z_H (половину сопротивления излучения) на повышающий коэффициент (получив Z_i).
3. Вычислить (индуктивный) реактанс (X_R) отрезка линии передачи (закороченного), образованного согласующим стержнем и активным элементом. Закорачивающая перемычка является короткозамкнутым концом линии, тогда как открытый конец линии включен параллельно с половиной входного сопротивления антенны.
4. Вычислить сопротивление (Z_p) параллельно включенных Z_i и X_R. Если гамма-стержень имеет правильную длину, то активная часть импеданса Z_p будет равна 50 Ом, иначе требуется удлинение или укорочение стержня.
5. Последовательно с согласующим стержнем должен быть включен конденсатор, дающий отрицательное реактивное сопротивление $-X_C$, которое устраняет индуктивную часть импеданса X_p. Этот конденсатор также называется гамма-конденсатором.

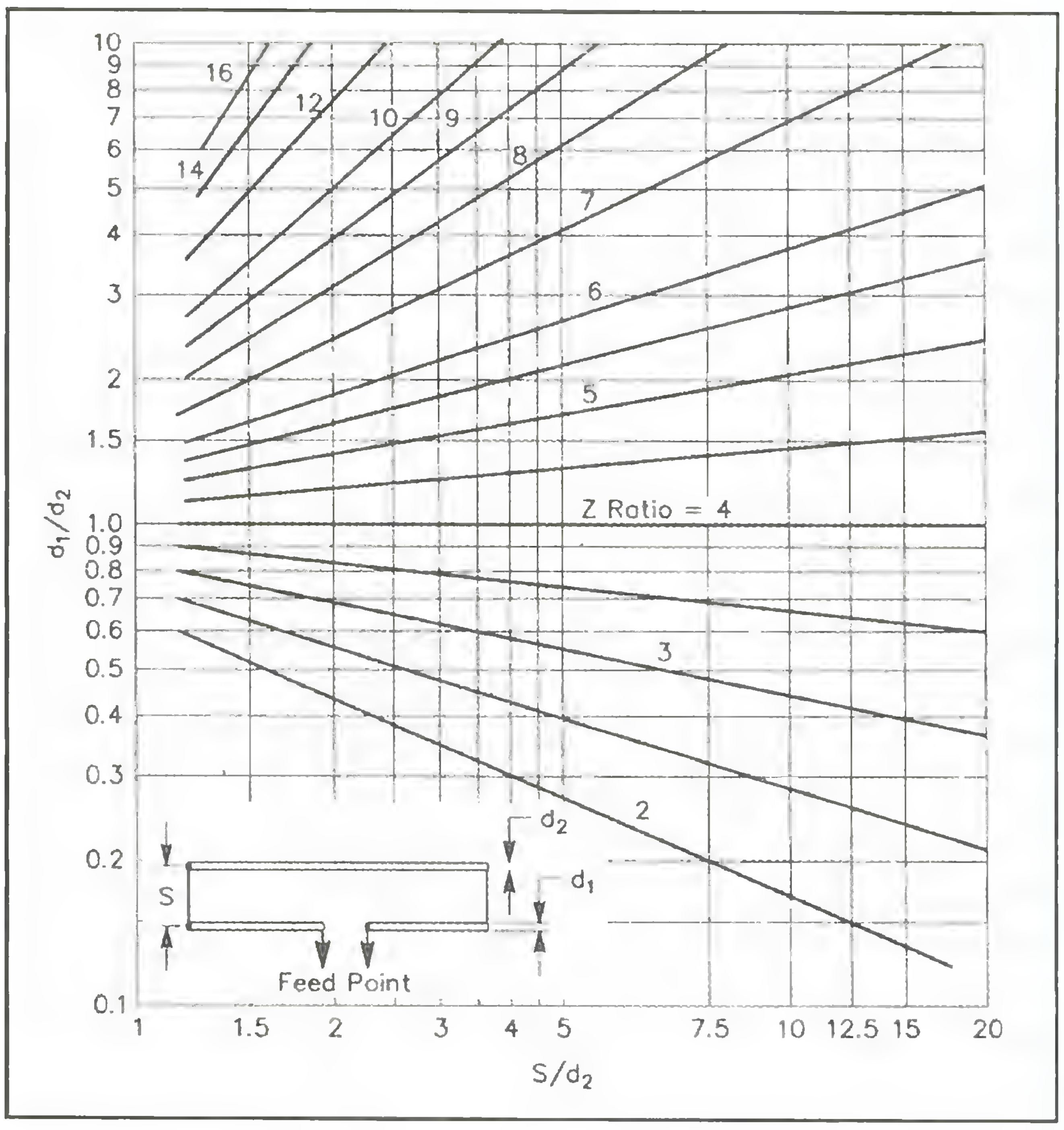


Рис.13.78. Повышающий коэффициент для гамма- и омега-согласования в зависимости от диаметра элемента (d2), диаметра стержня (d1) и расстояния между ними (S) (из ARRL Antenna Book).

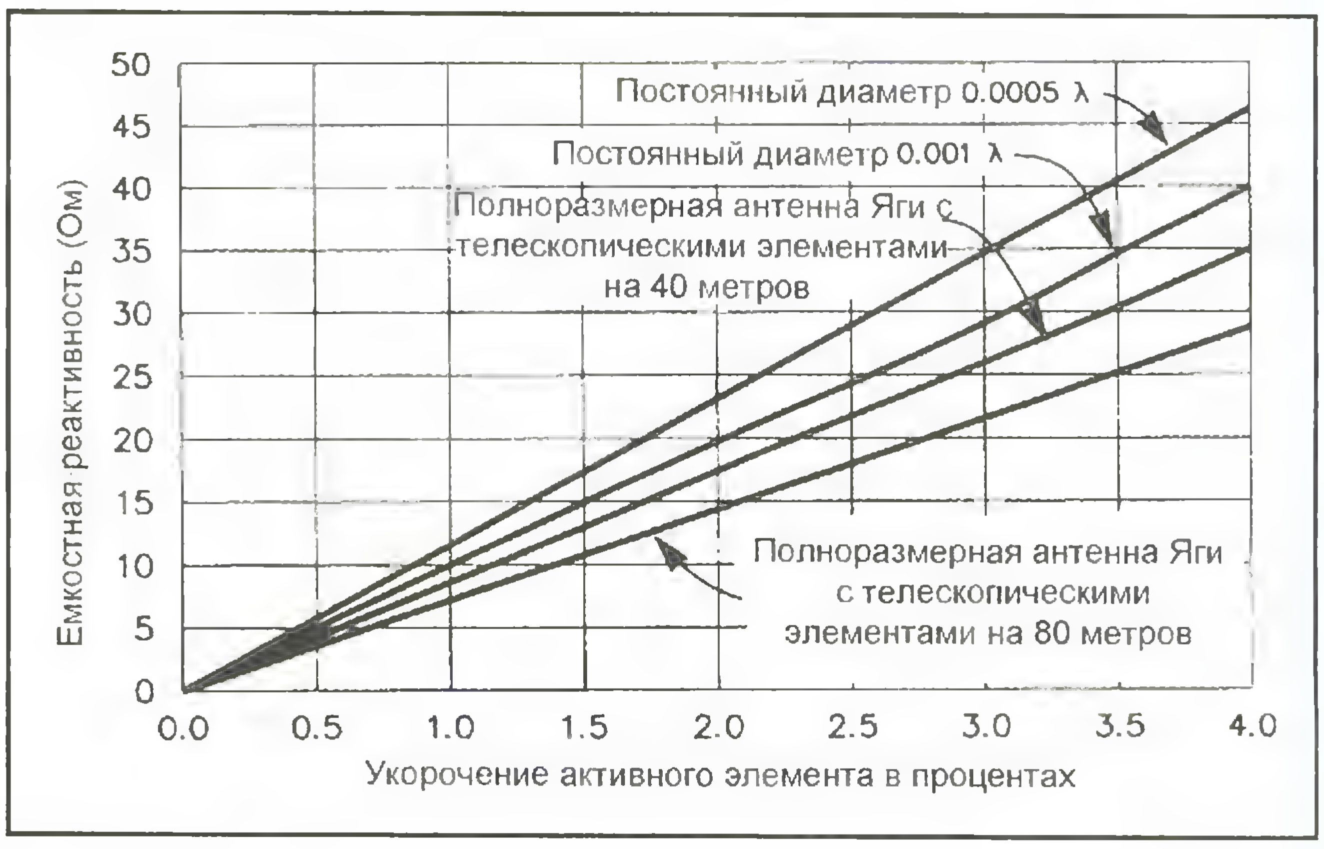


Рис.13.79. Емкостная реактивность, получаемая при различном укорочении активного элемента. Полноразмерная антенна диапазона 40 метров с сужающимися элементами – антенна, описанная в таблице 13.1; телескопический элемент диапазона 80 метров приведен на Рис.13.41.

В вычисления входят достаточно сложные математические расчеты, однако сейчас из разных источников доступно большое количество программных средств, предназначенных для решения задачи гамма-согласования. В программе YAGI DESIGN для этого используется модуль MATCHING SYSTEM.

В качестве иллюстрации метода гамма-согласования, в таблице 13.10 я привел значения элементов схемы для антенны с $R_{rad} = 25$ Ом, и для $R_{rad} = 15$ Ом в таблице 13.11.

Из таблицы 13.10 ясно, что антенна с сопротивлением излучения 25 Ом может быть легко согласована различными вариантами схем гамма-согласования, при этом длина активного элемента вообще не важна.

Таблица 13.10. Элементы схемы гамма-согласования для антенны Уда-Яги с сопротивлением излучения 25 Ом.

Стержень		Повышающий коэфф.	-20 Ом		-15 Ом		-10 Ом		-5 Ом		0 Ом		+5 Ом	
d	S		L	C	L	C	L	C	L	C	L	C	L	C
0.5	5.0	5.28	118	350	123	502	138	614	171	734	231	396	317	734
	4.0	5.42	131	342	135	488	151	592	184	700	255	376	331	700
	3.0	5.65	152	332	155	468	172	562	207	656	267	349	351	654
	2.5	5.83	169	324	172	452	189	540	224	634	285	332	369	624
0.38	5.0	5.87	119	322	121	450	133	536	158	618	203	328	269	618
	4.0	6.08	132	314	133	434	145	514	171	588	216	311	281	584
	3.0	6.43	153	302	154	412	165	482	192	548	238	288	302	558
	2.5	6.71	170	292	169	396	188	462	208	520	255	273	319	520
0.25	5.0	6.75	120	290	119	394	128	458	147	516	181	270	230	516
	4.0	7.07	133	282	131	374	140	430	158	482	192	251	239	482
	3.0	7.62	154	268	151	356	160	408	179	452	213	236	262	452
	2.5	08.6	172	258	167	340	175	398	195	428	230	223	278	428

Конструктивные параметры: D = 1.0; $Z_{\text{ант}}$ = 25 Ом; $Z_{\text{каб}}$ = 50 Ом. Диаметры элементов нормированы как 1. Значения показаны для расчетной частоты 7.1 МГц. L – длина гамма-стержня в см, С – емкость последовательного конденсатора в пФ. Длина гамма-стержня может быть переведена в дюймы делением указанного значения на 2.54.

Таблица 13.11. Элементы схемы гамма-согласования для антенны Уда-Яги с сопротивлением излучения 15 Ом.

Стержень		Повышающий коэфф.	-20 Ом		-15 Ом		-10 Ом		-5 Ом		0 Ом		+5 Ом	
d	S	5.28	L	C	L	C	L	C	L	C	L	C	L	C
0.5	5.0	5.42	93	410	92	586	116	1180	-	-	-	-	-	-
	4.0	5.42	103	400	102	566	121	1074	-	-	-	-	-	-
	3.0	5.65	120	386	117	538	136	948	-	-	-	-	-	-
	2.5	5.83	134	376	131	518	123	874	-	-	-	-	-	-
0.38	5.0	5.87	94	372	91	514	130	860	-	-	-	-	-	-
	4.0	6.08	104	362	101	494	113	996	206	3906	-	-	-	-
	3.0	6.43	121	346	117	466	128	716	208	1680	-	-	-	-
	2.5	6.71	136	334	130	446	140	666	210	1306	-	-	-	-
0.25	5.0	6.75	96	334	91	442	99	660	147	1268	-	-	-	-
	4.0	7.07	106	322	101	424	107	614	152	1060	376	1268	-	-
	3.0	7.62	123	304	117	396	122	556	161	864	309	1188	-	-
	2.5	8.06	138	292	131	376	135	518	172	766	295	982	-	-

Конструктивные параметры: D = 1.0; $Z_{\text{ант}}$ = 15 Ом; $Z_{\text{каб}}$ = 50 Ом. Диаметры элементов нормированы как 1. Расчетная частота 7.1 МГц. С выражается в пФ, L – в см (разделить на 2.54 для перевода в дюймы). Обратите на целый диапазон значений, где согласование не может быть получено. Если будет обеспечен значительный отрицательный реактанс во входном сопротивлении элемента (при укорочении элемента), то согласование может быть осуществлено без проблем даже при низком сопротивлении излучения.

Очевидно, что «короткие» элементы (с отрицательным реактансом) требуют более короткого согласующего стержня и меньшей величины гамма-конденсатора.

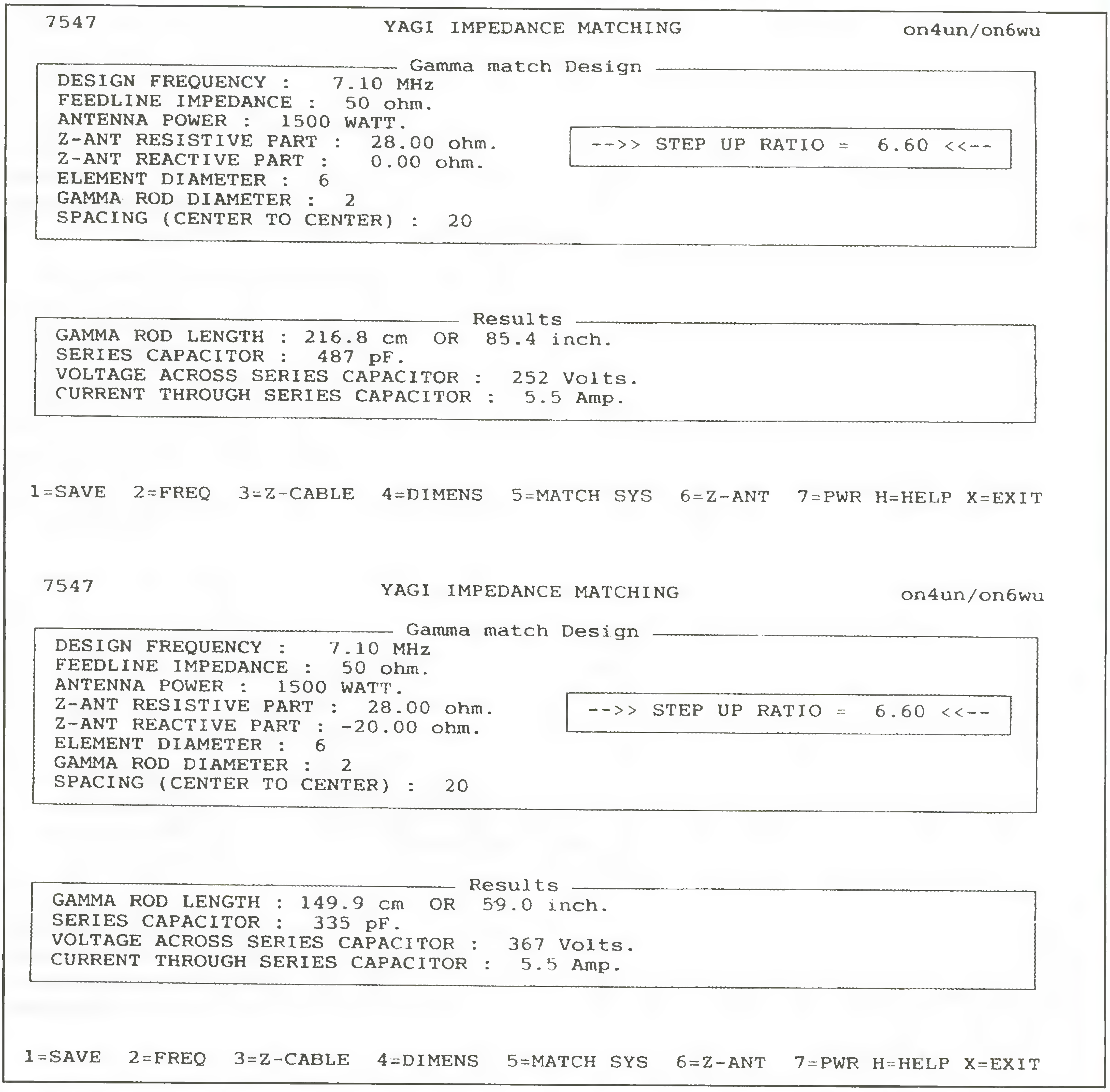
Таблица 13.11 показывает ситуацию для высокодобротной антенны с сопротивлением излучения 15 Ом (сходной с 3-х элементными антеннами W2PV и W6SAI).

Такие антенны, имеющие к тому же «длинный» активный элемент (с реактансом, например +18 Ом), не могут быть согласованы даже при повышающем коэффициенте 15:1. С такой схемой (повышающий коэффициент 15:1), наивысший положительный реактанс, который может подойти к сопротивлению излучения в 13 Ом, равен 12 Ом. Другими словами, согласовать импеданс 13 + j18 Ом 3-х элементной антенны диапазона 20 м W2PV с помощью гамма-схемы просто невозможно без предварительного укорочения активного элемента.

Первое, что нужно сделать при согласовании антенны с относительно низким сопротивлением излучения – это уменьшение длины элемента до тех пор, пока реактивная емкостная часть сопротивления элемента не составит - 15 Ом. Насколько нужно укорачивать элемент (в терминах длины), можно определить из Рис.13.79.

Из таблицы 13.11 мы узнаем, что импеданс 15 – j15 Ом может быть легко согласован с повышающим коэффициентом от 5 до 8.

С помощью описанной методики были построены и согласованы несколько антенн с гамма-схемами. Когда реактанс активного элемента на расчетной частоте был точно известен, длина согласующего стержня, рассчитанная по описанной процедуре, всегда оказывалась верной. В некоторых случаях требуемая величина последовательного конденсатора оказывалась немного меньше, чем по расчету. Это вызвано наличием паразитной индуктивности провода, соединяющего конец согласующего стержня с пластиковой коробкой, содержащей конденсатор, и провода между конденсатором и коаксиальным фидером. Индуктивностью этих проводов можно пренебречь не во всех случаях, особенно на высоких частотах.



```
7547                    YAGI IMPEDANCE MATCHING                    on4un/on6wu

 ┌───────────────────── Gamma match Design ─────────────────────────────┐
 │ DESIGN FREQUENCY :    7.10 MHz                                       │
 │ FEEDLINE IMPEDANCE :  50 ohm.                                        │
 │ ANTENNA POWER :  1500 WATT.                                          │
 │ Z-ANT RESISTIVE PART :  28.00 ohm.     -->> STEP UP RATIO =  6.60 <<-- │
 │ Z-ANT REACTIVE PART :    0.00 ohm.                                   │
 │ ELEMENT DIAMETER :  6                                                │
 │ GAMMA ROD DIAMETER :  2                                              │
 │ SPACING (CENTER TO CENTER) :  20                                     │
 └──────────────────────────────────────────────────────────────────────┘

 ┌───────────────────────── Results ────────────────────────────────────┐
 │ GAMMA ROD LENGTH : 216.8 cm  OR  85.4 inch.                          │
 │ SERIES CAPACITOR :  487 pF.                                          │
 │ VOLTAGE ACROSS SERIES CAPACITOR :  252 Volts.                        │
 │ CURRENT THROUGH SERIES CAPACITOR :  5.5 Amp.                         │
 └──────────────────────────────────────────────────────────────────────┘

1=SAVE  2=FREQ  3=Z-CABLE  4=DIMENS  5=MATCH SYS  6=Z-ANT  7=PWR H=HELP  X=EXIT
```

```
7547                    YAGI IMPEDANCE MATCHING                    on4un/on6wu

 ┌───────────────────── Gamma match Design ─────────────────────────────┐
 │ DESIGN FREQUENCY :    7.10 MHz                                       │
 │ FEEDLINE IMPEDANCE :  50 ohm.                                        │
 │ ANTENNA POWER :  1500 WATT.                                          │
 │ Z-ANT RESISTIVE PART :  28.00 ohm.     -->> STEP UP RATIO =  6.60 <<-- │
 │ Z-ANT REACTIVE PART : -20.00 ohm.                                    │
 │ ELEMENT DIAMETER :  6                                                │
 │ GAMMA ROD DIAMETER :  2                                              │
 │ SPACING (CENTER TO CENTER) :  20                                     │
 └──────────────────────────────────────────────────────────────────────┘

 ┌───────────────────────── Results ────────────────────────────────────┐
 │ GAMMA ROD LENGTH : 149.9 cm  OR  59.0 inch.                          │
 │ SERIES CAPACITOR :  335 pF.                                          │
 │ VOLTAGE ACROSS SERIES CAPACITOR :  367 Volts.                        │
 │ CURRENT THROUGH SERIES CAPACITOR :  5.5 Amp.                         │
 └──────────────────────────────────────────────────────────────────────┘

1=SAVE  2=FREQ  3=Z-CABLE  4=DIMENS  5=MATCH SYS  6=Z-ANT  7=PWR H=HELP  X=EXIT
```

Рис.13.80. Распечатка экрана с расчетом гамма-согласующей схемы в программе YAGI DESIGN. В первом примере я не укорачивал активный элемент (нулевая реактивность). Во втором случае я ввел -20 Ом, что дало более короткий согласующий стержень и меньшую емкость последовательного конденсатора.

При использовании чисто коаксиальной конструкции, этого не должно происходить.

Коаксиальный согласующий гамма-стержень делается из двух концентрических трубок, внутренняя трубка покрыта подходящим диэлектриком, например, полиэтиленовой трубкой. Длина внутренней трубки, также как толщина и материал диэлектрика, определяют емкость такого коаксиального конденсатора. Оба конца коаксиального гамма-стержня должны быть должным образом герметизированы, чтобы предотвратить проникновение влаги.

Питание симметричного элемента через ассиметричную схему приводит к некоторому искажению диаграммы направленности антенны. Передний лепесток слегка отклоняется в сторону размещения гамма-схемы, но только на несколько градусов, что на практике несущественно. Чем больше элементов имеет антенна, тем менее заметен этот эффект.

Напряжение на последовательном конденсаторе весьма мало, даже при высоких уровнях мощности, но его токовый номинал должен быть существенным, так как необходимо обеспечить передачу тока из фидера без нагрева.

Для мощности 1500 Вт через последовательный конденсатор протекает ток 5.5 А (при фидере 50 Ом). Напряжение, в большинстве случаев, изменяется от 200 до 400 В в зависимости от емкости конденсатора. Это означает, что может быть применен переменный конденсатор с воздушным диэлектриком и умеренным расстоянием между пластинами, хотя будет благоразумно выбрать конденсатор с запасом по напряжению, так как небольшая коррозия пластин, вызванная влагой внутри корпуса согласующей схемы, может понизить допустимое напряжение.

3.10.1.1. Разработка гамма-согласующей схемы с помощью программы YAGI DESIGN.

На Рис.13.80 показана копия экрана модуля MATCHING SYSTEMS. Входные данные легко изменяются из командной строки. Изменения немедленно отражаются в длине гамма-стержня и емкости гамма-конденсатора.

На первом шаге входное сопротивление антенны полностью активное (нет реактивности). Введение отрицательной реактивности 20 Ом (путем укорочения активного элемента примерно на 2%) дает более короткий стержень и меньший гамма-конденсатор (второе решение).

3.10.2. Омега-согласование.

Омега-согласование – более сложный случай гамма-согласования, в котором используется два конденсатора. Настройка схемы производится подбором емкостей конденсаторов, без изменения длины согласующего стержня.

На Рис.13.81 показан чертеж схемы омега-согласования и его электрический эквивалент. В отличие от гамма-согласования, здесь введен дополнительный параллельный конденсатор, который вместе с последовательным конденсатором является частью Г-звена, пришедшего из гамма-согласования.

Расчет схемы омега-согласования включает следующие шаги:

- Вычислить повышающий коэффициент (используя Рис.13.78).
- Умножить Z_H (половину сопротивления излучения) на повышающий коэффициент (получим Z_i).
- Определить, какую длину будет иметь согласующий стержень. Не следует применять слишком короткие стержни, так как через элементы с низким импедансом, образованные коротким стержнем, будет циркулировать очень большой ток. На практике подходящими являются стержни с длиной от 2/3 до ¾ длины эквивалентного гамма стержня.
- Вычислить (индуктивную) реактивность X_R отрезка линии передачи (короткозамкнутого), образованного омега-стержнем и активным элементом. Закорачивающая перемычка является короткозамкнутым концом отрезка, входное сопротивление отрезка на другом конце включено параллельно с половиной входного импеданса антенны.
- Вычислить сопротивление (Z_p), образованное параллельным включением Z_i и X_R. Если омега-стержень не слишком длинный, то активная часть импеданса Z_p будет меньше 50 Ом.
- Вычислить сопротивление, образованное включением омега-конденсатора (Z_C) параллельно с Z_p. Изменять емкость омега-конденсатора (подстраивать конденсатор), пока активная часть Z_p не станет равной 50 Ом. Для частоты 14.2 МГц и длины омега-стержня от 2/3 до ¾ от полной длины гамма-стержня, емкость конденсатора обычно составляет от 50 до 150 пФ.
- Вычислить емкость последовательного (омега) конденсатора, требуемого для устранения индуктивного реактанса сопротивления Z_p (Z_p как $50 + X_s$).

Снова, проводимые вычисления достаточно сложны, но модуль MATCHING программы YAGI DESIGN позволяет сделать это за секунды.

С практической точки зрения омега-согласование является непобедимым. Окончательная конструкция состоит из коробки, содержащей два конденсатора, двигатель постоянного тока и понижающий редуктор. На Рис.13.82 показана внутренность такого устройства, в котором используются дополнительные конденсаторы и двигатель постоянного тока с блошиного рынка. Такая конструкция делает настройку весьма легкой с поверхности земли, и является единственной практически применимой в случае, когда активный элемент расположен далеко от центра антенны.

Замечания относительно тока и напряжения, сделанные для гамма-согласования, также справедливы и для омега-схем. Напряжение на омега-конденсаторе имеет такую же амплитуду, что и на гамма-конденсаторе и обычно лежит в пределах 300-400 В, ток от 2 до 4 А при мощности 1500 Вт.

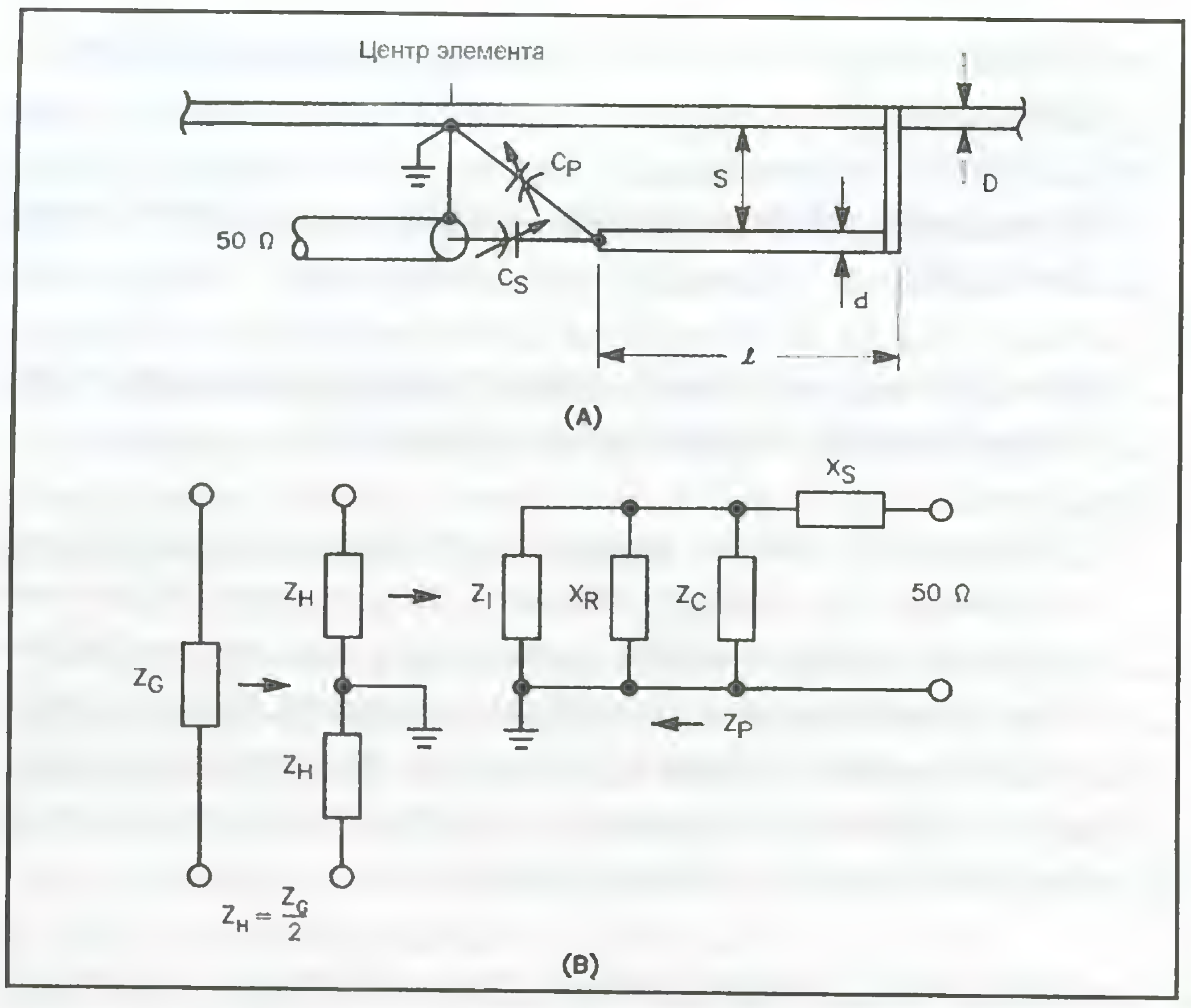


Рис.13.81. Эскиз и эквивалентная схема омега-согласования.

3.10.2.1. Разработка омега-согласующей схемы с помощью программы YAGI DESIGN.

На Рис.13.83 показана распечатка экрана с примером расчета омега-согласующей схемы в модуле MATCHING. В случае омега-согласования также вводится длина стержня. Программа рассчитывает емкости как параллельного (омега), так и последовательного (гамма) конденсаторов, а также напряжения и токи для заданной мощности.

3.10.2.2. Настройка гамма- и омега-согласующих цепей.

Очень интересным инструментом является модуль GAMMA/OMEGA OPTIMIZER программы YAGI DESIGN. Он позволяет изменять все параметры согласующих схем, наблюдая за эффектом на 7 разных частотах. На Рис.13.84 показан пример расчета омега-согласования для одной из конструкций из базы данных YAGI DESIGN (№10). Обратите внимание, что в этой модели я включил в анализ паразитную индуктивность провода, соединяющего стержень с конденсатором (в этом примере длина провода была 164 мм (6.5 дюймов)). Я настроил цепь на КСВ = 1 не в центре полосы частот, а на 0.5% выше центральной частоты.

3.10.3. Согласование «шпилькой».

Входное сопротивление (в центре) активного элемента антенны Уда-Яги (в области полуволновых длин) состоит из активной части (сопротивление излучения) и реактивной. Реактивная часть положительна, если элемент «длинный» и отрицательна, если элемент «короткий». «Длинный» означает длиннее, чем резонансная длина. Вибратор находится в резонансе, если входное сопротивление (в центре) имеет нулевую реактивную часть. На практике резонанс возникает при физической длине не точно 0.5 λ, а всегда более короткой (см. далее). С помощью «шпилечной» согласующей схемы мы преднамеренно делаем элемент «коротким», что означает, что входное сопротивление в точке питания будет имеет емкостной характер. На Рис.13.85 приведена эквивалентная схема «шпилечного» согласования.

Если мы подключим индуктивность (катушку) к контактам «короткого» активного элемента, то можно рассматривать конденсатор (элемент, соответствующий реактивной емкостной части входного сопротивления) и параллельную индуктивность как две ветви Г-звена. Параметры этого Г-звена могут быть выбраны таким образом, чтобы выходное сопротивление равнялось 50 Ом. Другими словами, идеальное согласование может быть получено, если укоротить активный элемент так, чтобы получить требуемую емкостную реактивность, которая, будучи включена в комбинации с положительной индуктивной реактивностью, даст сопротивление 50 Ом. Обычно параллельная индуктивность заменяется небольшой длины короткозамкнутым отрезком открытого двухпроводного фидера, имеющим форму шпильки, откуда и появилось название согласующей схемы.

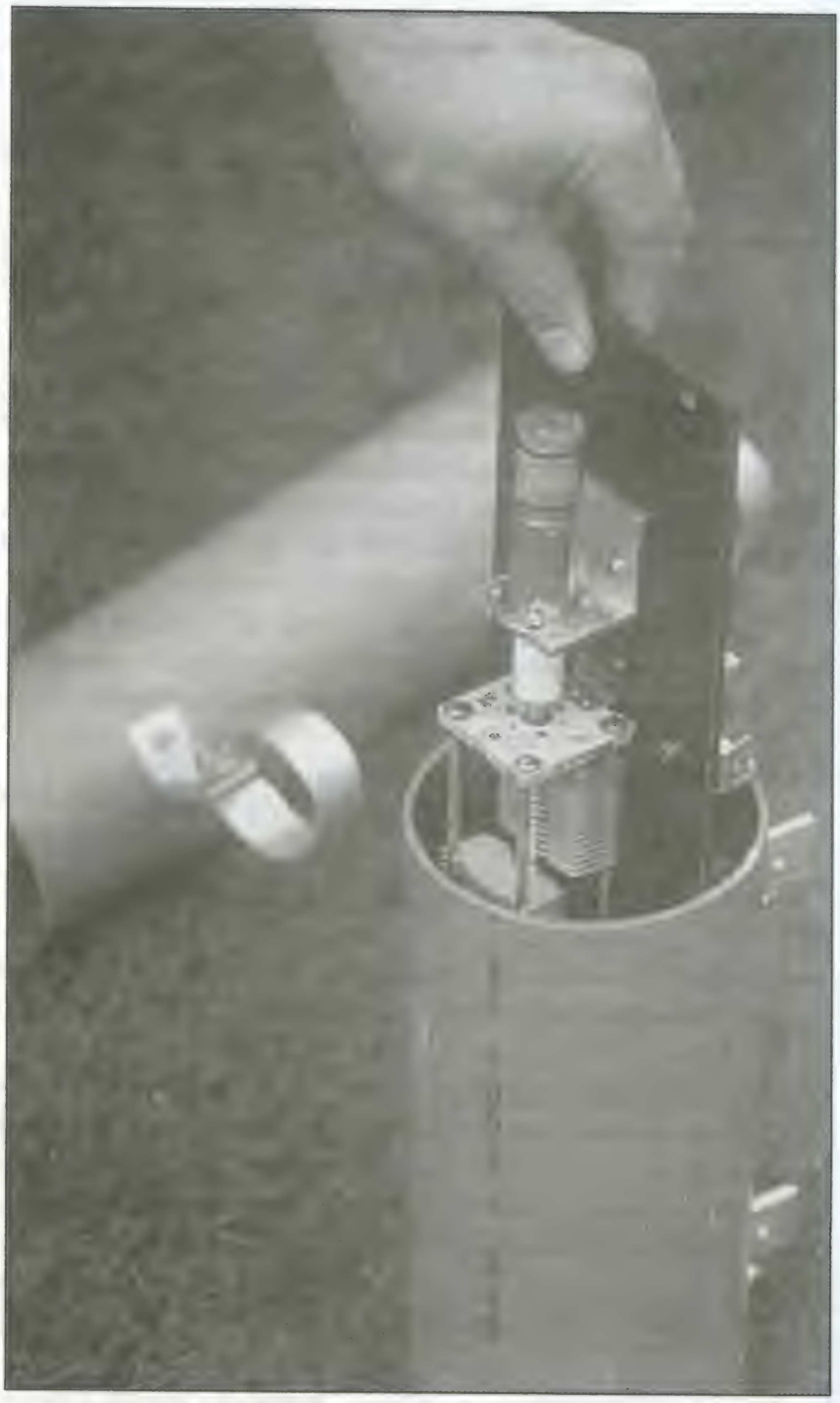
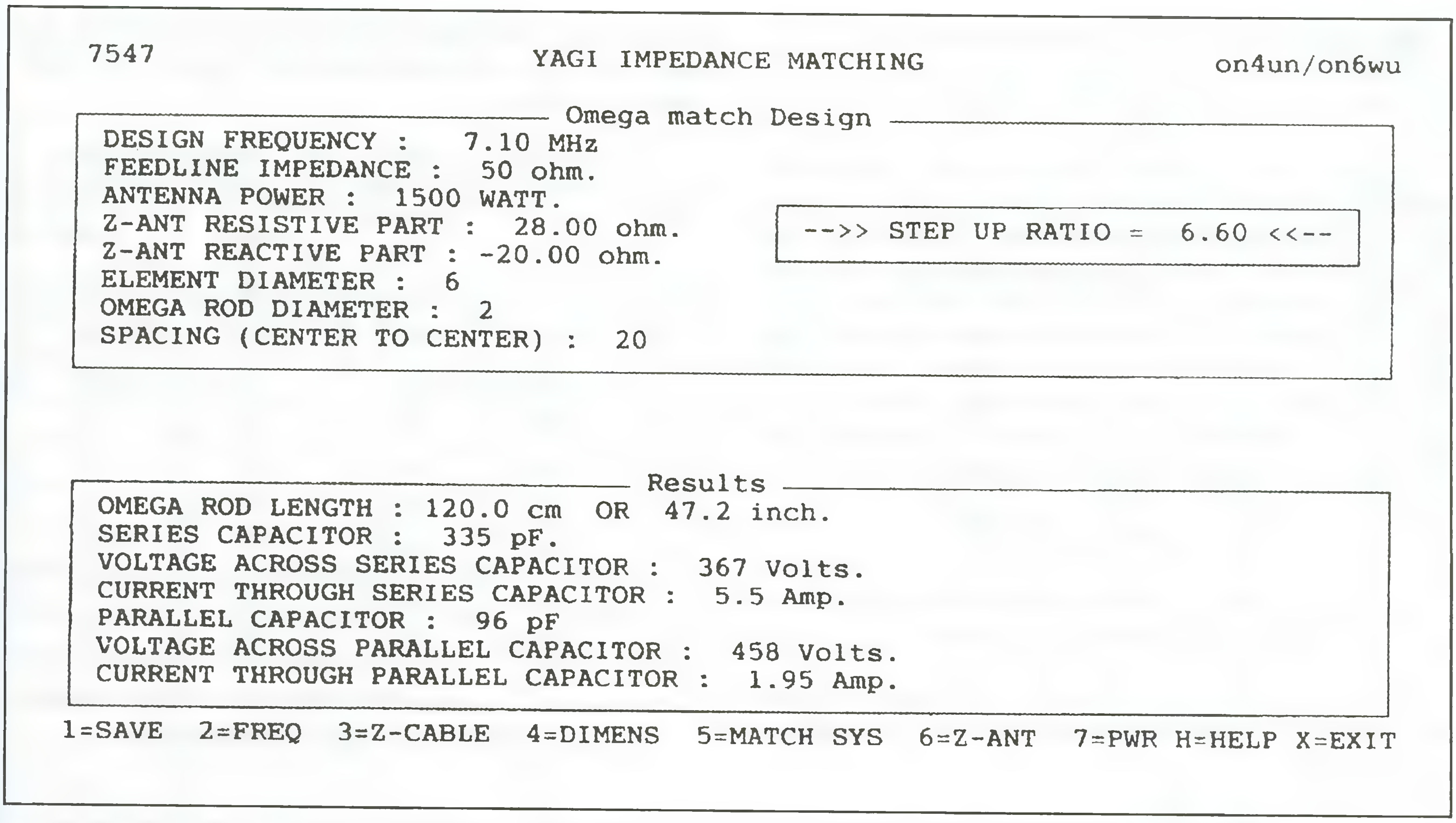


Рис.13.82. Омега-согласующий узел с приводом от двигателя. Два конденсатора, двигатель постоянного тока и редуктор смонтированы в одну линию на пластине изоляционного материала. Затем сборка помещается в корпус, изготовленный из ПВХ канализационной трубы. В продаже имеются ПВХ трубы различных диаметров, из которых легко отрезается часть нужной длины. Круглая форма корпуса также имеет преимущество с точки зрения ветровой нагрузки.



```
7547                    YAGI IMPEDANCE MATCHING                    on4un/on6wu

 ------------------------- Omega match Design ---------------------------
 DESIGN FREQUENCY :   7.10 MHz
 FEEDLINE IMPEDANCE :  50 ohm.
 ANTENNA POWER :  1500 WATT.
 Z-ANT RESISTIVE PART :  28.00 ohm.          -->> STEP UP RATIO =  6.60 <<--
 Z-ANT REACTIVE PART : -20.00 ohm.
 ELEMENT DIAMETER :  6
 OMEGA ROD DIAMETER :  2
 SPACING (CENTER TO CENTER) :  20


 ------------------------------- Results ---------------------------------
 OMEGA ROD LENGTH : 120.0 cm  OR  47.2 inch.
 SERIES CAPACITOR :  335 pF.
 VOLTAGE ACROSS SERIES CAPACITOR :  367 Volts.
 CURRENT THROUGH SERIES CAPACITOR :  5.5 Amp.
 PARALLEL CAPACITOR :  96 pF
 VOLTAGE ACROSS PARALLEL CAPACITOR :  458 Volts.
 CURRENT THROUGH PARALLEL CAPACITOR :  1.95 Amp.
1=SAVE  2=FREQ  3=Z-CABLE  4=DIMENS  5=MATCH SYS  6=Z-ANT  7=PWR H=HELP X=EXIT
```

Рис.13.83. Распечатка экрана с расчетом омега-согласования антенны Уда-Яги диапазона 40 метров со входным сопротивлением 28 Ом. Сравните результаты с полученными для случая гамма-согласования (Рис.13.80).

При изменении длины активного элемента в пределах плюс-минус 5% от резонансной, активная часть импеданса изменяется очень мало. Изменения в реактивности, однако, значительны. Изменения будут более велики для элементов с меньшими диаметрами (см. Рис.13.79).

Требуемая реактивность «шпильки» вычисляется как

$$X_{\text{hairpin}} = 50 \times \sqrt{\frac{R_{\text{rad}}}{50 - R_{\text{rad}}}}\ . \ (13.3)$$

Формулы для вычисления размера шунта зависят от формы проводника. Существует два распространенных типа:

- Шпилечный
- Бэта-согласования

Шпилечный проводник является коротким отрезком открытой двухпроводной линии передачи. Стрела антенны обычно находится за пределами поля линии передачи. Это означает, что стрела расположена не рядом с линией передачи. На практике разнос между стрелой и линией должен быть, по крайней мере, в два раза больше расстояния между проводниками линии передачи.

Характеристическое сопротивление такой линии передачи равно

$$Z_c = 276 \times \log\frac{2 \times SP}{D},\ (13.4)$$

где SP – расстояние между проводниками,
D – диаметр проводников.

В так называемом бета-согласовании линия передачи образована двумя проводниками и траверсой между ними. Такая система использована в антеннах Hy-Gain.

Характеристическое сопротивление такой линии равно

$$Z_c = 553 \times \log\frac{2 \times S}{\sqrt{D \times DB}}\ ,\ (13.5)$$

где S – расстояние между проводниками и осью траверсы,

D – диаметр провода,

DB – диаметр траверсы,

Z_C – характеристическое сопротивление открытой двухпроводной линии, образованной двумя параллельными проводниками шпильки или бета-схемы. Длина шпильки или бета-шлейфа вычисляется как

$$L^{\circ} = \arctan\frac{X_{\text{haripin}}}{Z_c}\ ,\ (13.6)$$

где L^0 – длина шпильки, выраженная в градусах,

arctan – арктангенс.

Для приведения к реальным единицам (учитывая коэффициент 0.98 для линии передачи с воздушным диэлектриком)

$$L_{см} = L^{\circ} \times \frac{81{,}6}{f}\ ,\ (13.7)$$

где f – расчетная частота, МГц.

Требуемая реактивность активного элемента

$$X_c = -\frac{R_{rad}\times 50}{X_{hairpin}} \text{ . (13.8)}$$

В таблице 13.12 приведены значения требуемой емкостной реактивности антенны для диапазона сопротивлений излучения (шпилька имеет размер S = 10D, Z = 359 Ом). Теперь вопрос состоит в том, какой длины должен быть активный элемент, чтобы дать требуемую отрицательную реактивность ($-X_C$). На Рис.13.79 приведены значения реактивности, вычисленные для различных укорочений элемента. Хотя точная реактивность будет отличаться для каждого из приведенных диаметров элемента, из этих данных можно вывести следующую формулу:

$$X_C = -Sh \times A \text{ , (13.9)}$$

где Sh – укорочение в % от резонансной длины,
X_C – реактивность элемента в Омах,

A = 8.75 (для полноразмерной антенны диапазона 40 метров) и 7.35 (для полноразмерной антенны диапазона 80 метров).

Формула справедлива для значения укорочения до 5%. Данные являются «типичными» и зависят от эффективного диаметра элемента.

3.10.3.1. Руководящие принципы при разработке шпилечной согласующей схемы

Большинство высокочастотных антенн Уда-Яги имеют сопротивление излучения от 20 до 30 Ом. Для этих антенн применимы следующие практические выводы:

- Требуемая реактивность элемента для достижения 50 Ом шпилечного согласования равна примерно -25 Ом (таблица 13.12).

Таблица 13.12. Требуемая емкостная реактивность для заданного сопротивления активного элемента и индуктивности шпильки.

R_{rad} Ом	Реактивность антенны (Ом)	Индуктивность шпильки (Ом)	Длина шпильки (см) (SS = 10 D)	
			3.65МГц	7.1МГц
10.0	-20.0	25.0	89	46
12.5	-21.6	28.9	103	53
15.0	-22.9	32.7	117	60
17.5	-23.8	36.7	130	67
20.0	-24.5	40.8	144	74
22.5	-24.9	45.2	160	82
25.0	-25.0	50.0	177	91
27.5	-24.9	55.3	194	100
30.0	-24.5	61.2	216	111

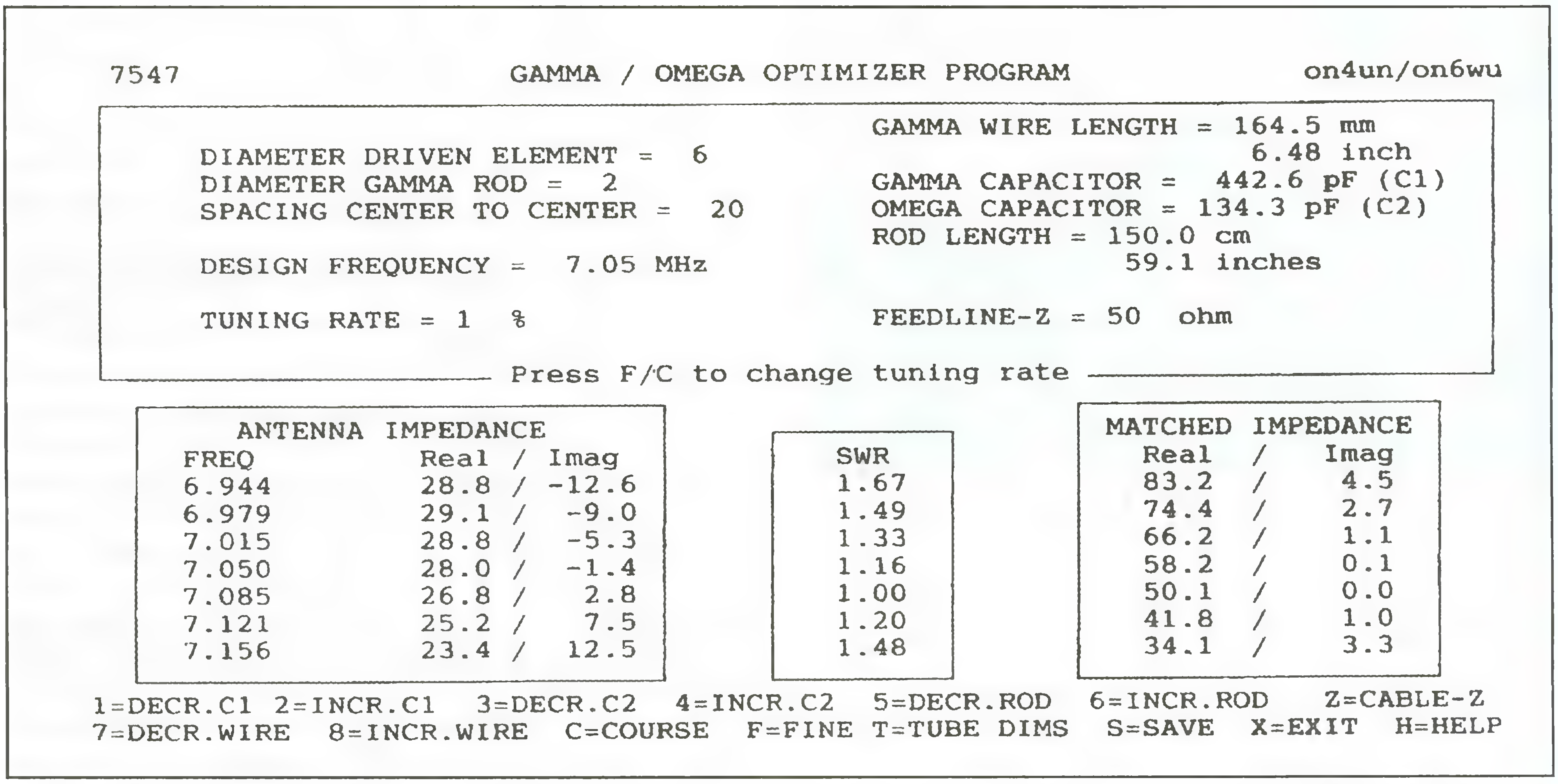
Примечание: Сопротивление фидера 50 Ом. Для перевода длины шпильки в дюймы, разделите на 2.54.

- Это почти постоянное значение реактивности может быть пересчитано примерно в 2.8% укорочение элемента относительно резонансной длины для антенны диапазона 40 метров, и 3.5% для антенны диапазона 80 метров.
- Значение реактивности шпильки примерно в 2 раза больше сопротивления излучения.

Длина шпильки задается как

$$L = \frac{9268\times R_{rad}}{f\times Z} \text{ , (13.10)}$$

где f – расчетная частота,



```
7547                   GAMMA / OMEGA OPTIMIZER PROGRAM              on4un/on6wu

                                             GAMMA WIRE LENGTH = 164.5 mm
     DIAMETER DRIVEN ELEMENT =   6                                6.48 inch
     DIAMETER GAMMA ROD =  2                 GAMMA CAPACITOR =  442.6 pF (C1)
     SPACING CENTER TO CENTER =  20          OMEGA CAPACITOR = 134.3 pF (C2)
                                             ROD LENGTH = 150.0 cm
     DESIGN FREQUENCY =  7.05 MHz                         59.1 inches

     TUNING RATE = 1  %                      FEEDLINE-Z = 50  ohm
                   Press F/C to change tuning rate

      ANTENNA IMPEDANCE                                   MATCHED IMPEDANCE
   FREQ          Real / Imag             SWR               Real  /   Imag
   6.944         28.8 / -12.6            1.67              83.2  /    4.5
   6.979         29.1 /  -9.0            1.49              74.4  /    2.7
   7.015         28.8 /  -5.3            1.33              66.2  /    1.1
   7.050         28.0 /  -1.4            1.16              58.2  /    0.1
   7.085         26.8 /   2.8            1.00              50.1  /    0.0
   7.121         25.2 /   7.5            1.20              41.8  /    1.0
   7.156         23.4 /  12.5            1.48              34.1  /    3.3

1=DECR.C1 2=INCR.C1  3=DECR.C2  4=INCR.C2  5=DECR.ROD  6=INCR.ROD   Z=CABLE-Z
7=DECR.WIRE  8=INCR.WIRE  C=COURSE  F=FINE T=TUBE DIMS  S=SAVE  X=EXIT  H=HELP
```

Рис. 13.84. Распечатка экрана с оптимизацией омега-схемы при помощи модуля OPTIMIZE GAMMA/OMEGA программы YAGI DESIGN. Обратите внимание на командную строку внизу экрана, где могут быть изменены все параметры. «Игра» с модулем позволяет понять пове-дение гамма- и омега-согласующих схем.

Z – сопротивление шпильки (уравнение 13.4)

L – длина в см.

Импеданс шпильки для различных отношений диаметра проводов и расстояния между ними приведен в таблице 13.13.

Таблица 13.13. Импеданс шпильки в зависимости от отношения расстояния между проводников к их диаметру.

Отношение S/D	Сопротивление, Ом
5.0	193
7.5	325
10	359
15	408
20	442
25	469
30	491
35	510
40	525
45	539
50	552

Основной заботой при разработке шпилечной согласующей схемы является получение правильной длины элемента, которая даст требуемую величину емкостной реактивности. Если мы имеем разомкнутый (разрезной) элемент, то теоретически можно измерить его сопротивление, но это непрактично по двум причинам:

- Измерения импеданса должны производиться на окончательной высоте подвеса антенны.
- Рядовой радиолюбитель обычно не имеет доступа к такому измерительному оборудованию, которое позволило бы провести измерения с должной степенью точности. Простого моста недостаточно, требуется профессиональный измеритель импедансов или анализатор цепей.

Рассмотрим влияние активного элемента, который не имеет нужной емкостной реактивности. В таблице 13.14 приведены значения трансформированного сопротивления и результирующий (минимальный) КСВ при отклонении реактивности активного элемента на +5 и -5 Ом относительно теоретически требуемого значения, при сопротивлении излучения 20 Ом.

Таблица 13.14. Значения трансформированного сопротивления и КСВ для различных импедансов активного элемента.

Сопротивление вибратора	Индуктивность шпильки (Ом)	Результирующее сопротивление	КСВ (относительно 50 Ом)
20 –j20	40.8	40 –j0.81	1.25
20 –j24.5	40.8	50	1.0
20 –j25	40.8	51.2 +j0.26	1.02
20 –j30	40.8	64.5 +j5.92	1.32

Ошибка в реактивности на 5 Ом в любую сторону эквивалентна ошибке в длине на 0.5% (см. таблицу 13.15). Другими словами, неточность в 0.5% длины элемента приводит к ухудшению КСВ от 1.0 до 1.25 или 1.3.

Таблица 13.15. Емкостное сопротивление, получаемое при различном укорочении активного элемента.

Укорочение элемента (%)	Диаметр в длинах волн		Легкий вариант (Ом)	Тяжелыйвариант (Ом)
	0.0010527 (Ом)	0.0004736 (Ом)		
0.5	-4.8	-5.5	-4.6	-4.8
1.0	-9.6	-11.1	-9.1	-9.7
1.5	-14.3	-16.5	-13.6	-14.3
2.0	-19.1	-22.2	-18.2	-19.2
2.5	-23.8	-27.5	-22.7	-23.7
3.0	-28.6	-32.8	-27.2	-28.6
3.5	-33.5	-38.2	-31.7	-33.5
4.0	-38.5	-43.5	-36.2	-38.3

Крепежные детали для разрезного элемента всегда вносят определенную паразитную емкость в точке питания. Это должно приниматься во внимание при проектировании шпилечной или бета-согласующей схемы (см. пример в разделе 3.8.3.3)

3.10.3.2. Нагрузка элемента и шпилька.

Получение правильной длины элемента, дающей идеальное согласование с 50 Ом, подразумевает очень точную настройку длины элемента. Однако обычно настройка длины элемента на подвешенной антенне весьма неудобна.

Длина элемента, при которой реактивность равна нулю (на расчетной частоте), называется резонансной длиной. Эта длина также зависит от диаметра элемента (в терминах длин волн). Если при изготовлении элемента применялись сужающиеся секции, то степень сужения также внесет свой вклад в изменение. Наконец, резонансная длина будет отличаться для каждой новой конструкции. Это вызвано взаимным влиянием элементов. Для элемента с постоянным диаметром примерно 0.001 λ длина на резонансной частоте будет составлять от 0.477 до 0.487 λ. Точное значение может быть получено при моделировании антенны или получения размеров из надежной базы данных.

Если точная длина элемента неизвестна, тогда лучше изготавливать элемент немного более коротким (немного большую отрицательную реактивность), так как электрическая длина элемента может быть увеличена при помощи включения в центре короткого отрезка линии передачи. Настройка длины этой нагрузки может быть произведена намного более легко, чем настройка длины собственно элемента (его концов).

Нагрузка изготавливается из отрезка открытой двухпроводной линии передачи. Отрезок линии может иметь ту же конфигурацию (диаметр проводников и расстояние между ними) и импеданс, что и согласующая шпилька (обычно от 300 до 450 Ом).

Эскиз и эквивалентная схема такого подхода приведена на Рис.13.86. Линия передачи действует как нагрузка между точкой питания элемента и 50-Ом ответвлением, и как согласующая индуктивность за пределами шпильки. Другой метод изменения электрической длины элемента описан в разделе 3.10.3.5, где для уменьшения электрической длины применялся параллельный конденсатор.

Рассмотрим изменение входного сопротивления антенны при включении короткого отрезка линии передачи с высоким сопротивлением:

- Значение активной части сопротивления остается почти постоянным (изменения незначительны).
- Емкостная реактивность повышается на X Ом на каждый градус длины отрезка, где X

$$\frac{X}{градусы} = Z \times 0.017\text{ , (13.11)}$$

Изменения реактивности в пересчете на единицу длины:

$$\frac{X}{см} = \frac{Z \times f \times 0.204}{1000} \quad (13.12)$$

где f – частота, МГц,

Z – характеристическое сопротивление линии передачи, образованной двумя проводниками шпильки или или бета-цепи (см. уравнение 13.4 и таблицу 13.13).

Уравнения 13.9 и 13.10 справедливы для длины максимум 40.

Длина линии, требуемая для получения заданного сдвига реактивности X, равна

$$L_{см} = \frac{X \times 4900}{Z \times f}$$

Эта формула для значений X не более 25 Ом.

Пример: предположим, что мы имеем входное сопротивление (20 – j30) Ом, необходимо электрически удлинить активный элемент, чтобы получить импеданс (20 – j24.5) Ом (см. таблицу 13.12). Расчетная частота 7.1 МГц.

Требуемая разница реактивностей
X = (30 – 24.5) = 5.5 Ом.

Длина линии с сопротивлением 359 Ом равна

$$L = \frac{5.5 \times 1929}{359 \times 7.1} = 10.6 \text{ см.}$$

По таблице 13.12 длина определяется длина шпилечной секции 111 см. Это означает, что мы можем электрически настроить (нагрузить) элемент на нужную длину с помощью включения дополнительного отрезка линии (шпильки). Длина этого отрезка составит всего несколько дюймов. В этом случае 50 Ом ответвление будет подключено не к элементу, а на небольшом расстоянии к шпильке. Длина шпильки останется такой же, но общая длина отрезка линии передачи будет немного больше, чем шпилька сама по себе.

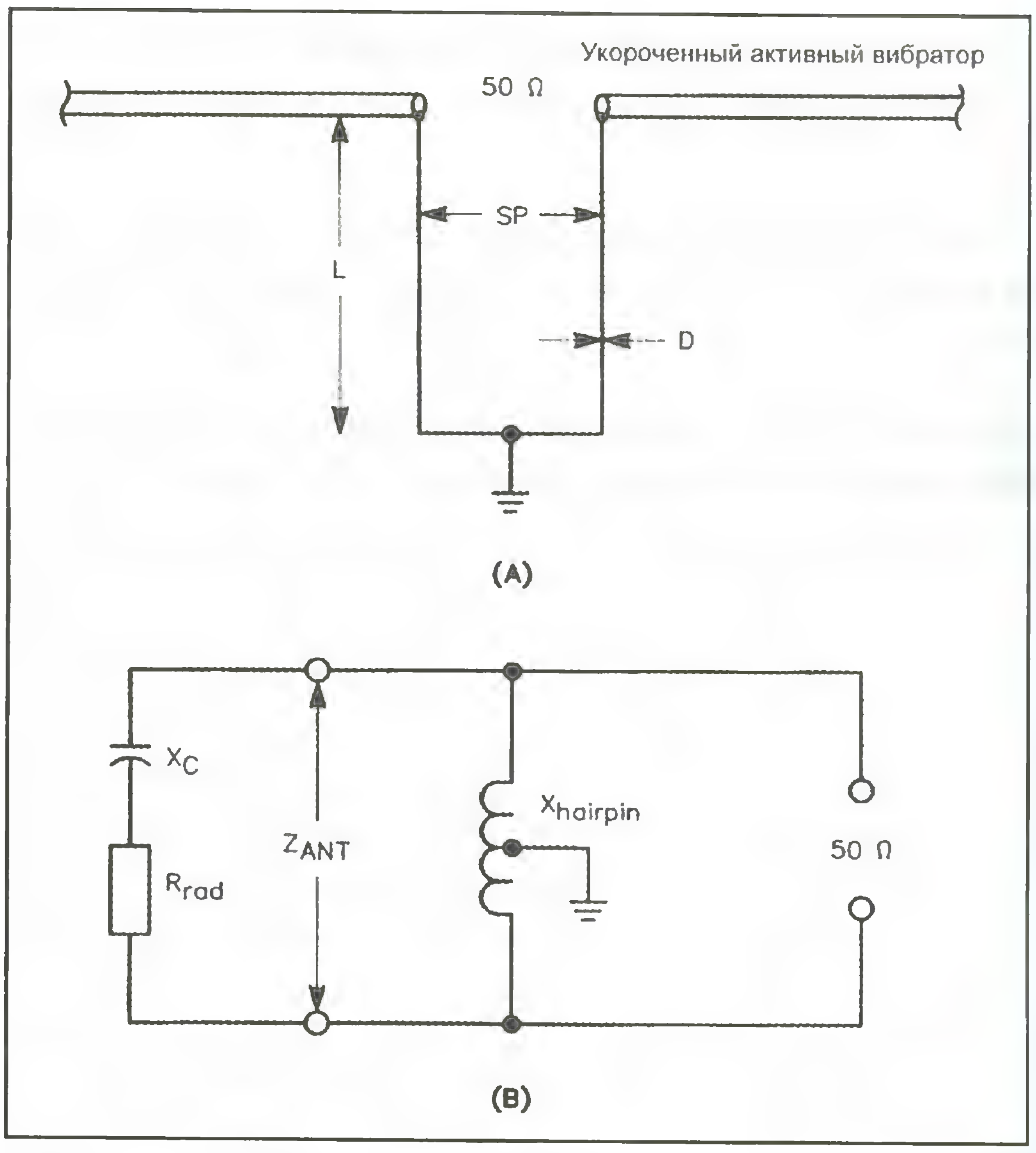


Рис. 13.85. Эскиз и электрический эквивалент шпилечного согласования.

Чтобы настроить всю систему, найдите на линии точку с сопротивлением 50 Ом (перемещая точку подключения к согласующему устройству) и в то же время подстраивая полную длину шпильки. Конец шпильки (закорачивающая перемычка) обычно заземляется на стреле.

Практический способ: Нагрузку из отрезка линии передачи можно рассматривать как часть активного элемента, изогнутую в виде линии передачи. Для линии с сопротивлением 359 Ом (расстояние = 10 диаметров), длина нагрузочного отрезка будет точно равна длине, на которую укорачивается элемент. Другими словами, на каждый дюйм, на который вы укорачиваете элемент, вы должны добавить такой же дюйм к нагрузочному отрезку. Правило применимо только для линии с сопротивлением 359 Ом, и для максимальной длины 406/f см, где f – расчетная частота. Для других импедансов нужно проводить описанные выше вычисления.

Пример.

Активный элемент имеет резонанс на частоте 7.1 МГц, его длина 2200 см. Мы хотим уменьшить полную длину элемента на 25 см, и сохранить резонанс с помощью включения отрезка линии с сопротивлением 359 Ом в центре элемента. Длина нагрузочного отрезка будет равна примерно 25 см.

3.10.3.3. Шпилечное согласование при наличии паразитной емкости между элементом и стрелой

Как описывалось в разделе 3.4.3. практически невозможно построить разрезной элемент без емкостной связи со стрелой. При использовании трубчатых элементов в часто применяемой «коаксиальной» конструкции получается большая паразитная емкость.

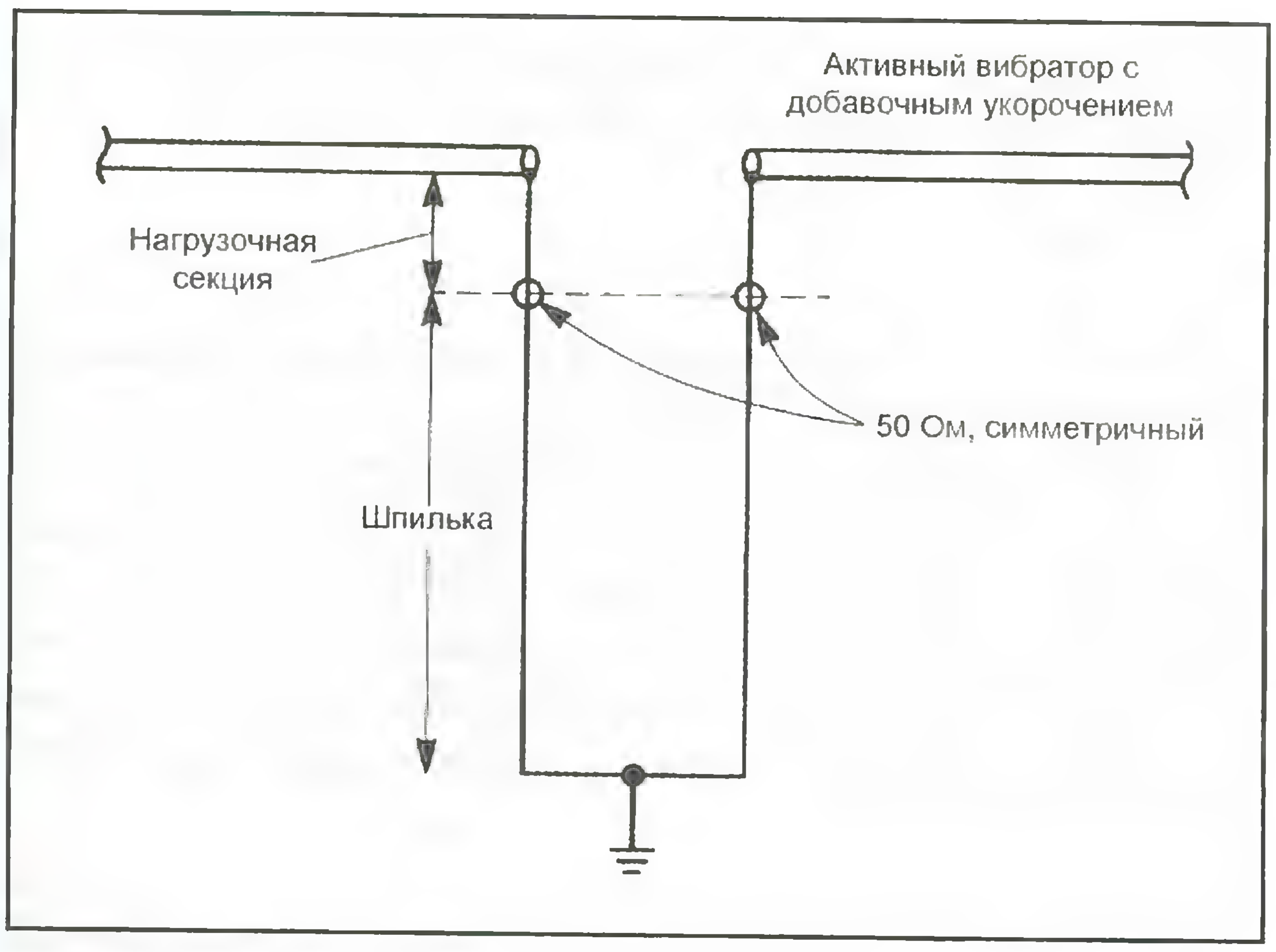


Рис.13.86. Эскиз шпилечной схемы согласования в комбинации с нагрузкой элемента. В этом случае точка с сопротивлением 50 Ом находится на шпильке на некотором расстоянии от элемента.

Для Hy Gain антенн Уда-Яги, в которых для построения разрезного элемента применена разновидность «коаксиального» изолирования, получаются следующие значения параллельных емкостей.

- 205BA: 27 пФ.
- 105BA и 155BA: 10 пФ.

Разберем пример антенны, спроектированной на частоту 7.1 МГц. Пусть активный элемент имеет резонанс на расчетной частоте (7.1 МГц). Резонансная длина элемента 1985 см. Емкость, вносимая крепежными деталями разрезного элемента, составляет 300 пФ на каждой стороне (я измерил это с помощью цифрового измерителя емкости). Не забывайте проводить измерения при не полностью подключенном элементе (см. раздел 4.3.3). Реактивное сопротивление такой емкости равно

$$X_C = \frac{10^6}{2\delta \times 7.1 \times 300} = 75 \text{ Ом.}$$

Параллельная емкость в точке питания составляет 150 пФ (две последовательные емкости по 300 пФ):

$$\mathrm{X_C} = 150 \text{ Ом.}$$

Используя модуль SHUNT NETWORK программы NEW LOW BAND SOFTWARE, вычислим результирующий импеданс при включении этой емкости параллельно резонансному сопротивлению 28 Ом:

$Z = 27.1 - j5$ Ом.

Требуемая индуктивность шпильки (используя уравнение 13.3) будет

$$X_{hairpin} = 50 \times \sqrt{\frac{R_{rad}}{50 - R_{rad}}} = \sqrt{\frac{27.1}{50 - 27.1}} = 54.30 \text{ Ом}$$

Предположим, что мы используем шпильку с двумя проводниками и расстоянием = 10 диаметров. Сопротивление такой линии находится по уравнению 13.4

$$\mathrm{Z_C} = 276 \times \log \frac{2 \times \mathrm{SP}}{\mathrm{D}} = 276 \times \log(20) = 359 \text{ Ом.}$$

Длина шпильки определяется уравнением 13.6:

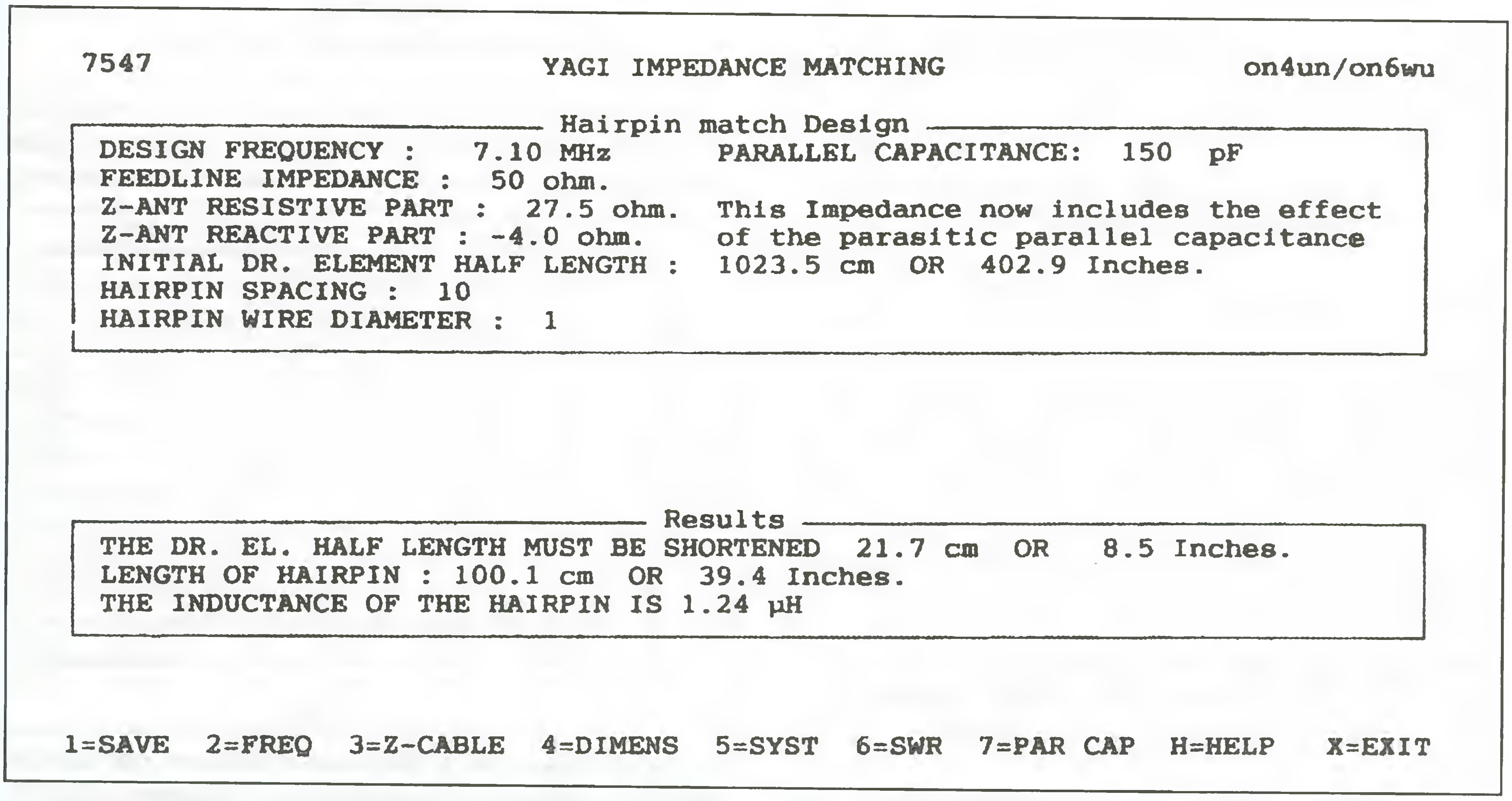
$$L^{\circ} = \arctan \frac{X_{hairpin}}{Z_C} = \arctan \frac{54.3}{359} = 8.6^{\circ} \ .$$

Длина в сантиметрах (уравнение 13.7):

$$L_{см} = L^{\circ} \times \frac{81.6}{f} = 8{,}6 \times \frac{81.6}{7.1} = 98.5 \text{ см.}$$

Для импеданса 27.1 Ом требуется реактивность (13.8)

$$X_C = -\frac{R_{rad} \times 50}{X_{hairpin}} = -\frac{27.1 \times 50}{54.3} = -24.59 \text{ Ом}$$



```
7547                     YAGI IMPEDANCE MATCHING                     on4un/on6wu

 ------------------------- Hairpin match Design ---------------------------
 DESIGN FREQUENCY :    7.10 MHz      PARALLEL CAPACITANCE:  150  pF
 FEEDLINE IMPEDANCE :  50 ohm.
 Z-ANT RESISTIVE PART :  27.5 ohm.  This Impedance now includes the effect
 Z-ANT REACTIVE PART : -4.0 ohm.    of the parasitic parallel capacitance
 INITIAL DR. ELEMENT HALF LENGTH :  1023.5 cm  OR  402.9 Inches.
 HAIRPIN SPACING :  10
 HAIRPIN WIRE DIAMETER :  1


 ------------------------------- Results ----------------------------------
 THE DR. EL. HALF LENGTH MUST BE SHORTENED  21.7 cm  OR   8.5 Inches.
 LENGTH OF HAIRPIN : 100.1 cm  OR  39.4 Inches.
 THE INDUCTANCE OF THE HAIRPIN IS 1.24 µH


1=SAVE  2=FREQ  3=Z-CABLE  4=DIMENS  5=SYST  6=SWR  7=PAR CAP  H=HELP   X=EXIT
```

Рис.13.87. Распечатка экрана с расчетом шпилечной согласующей схемы в программе YAGI DESIGN.

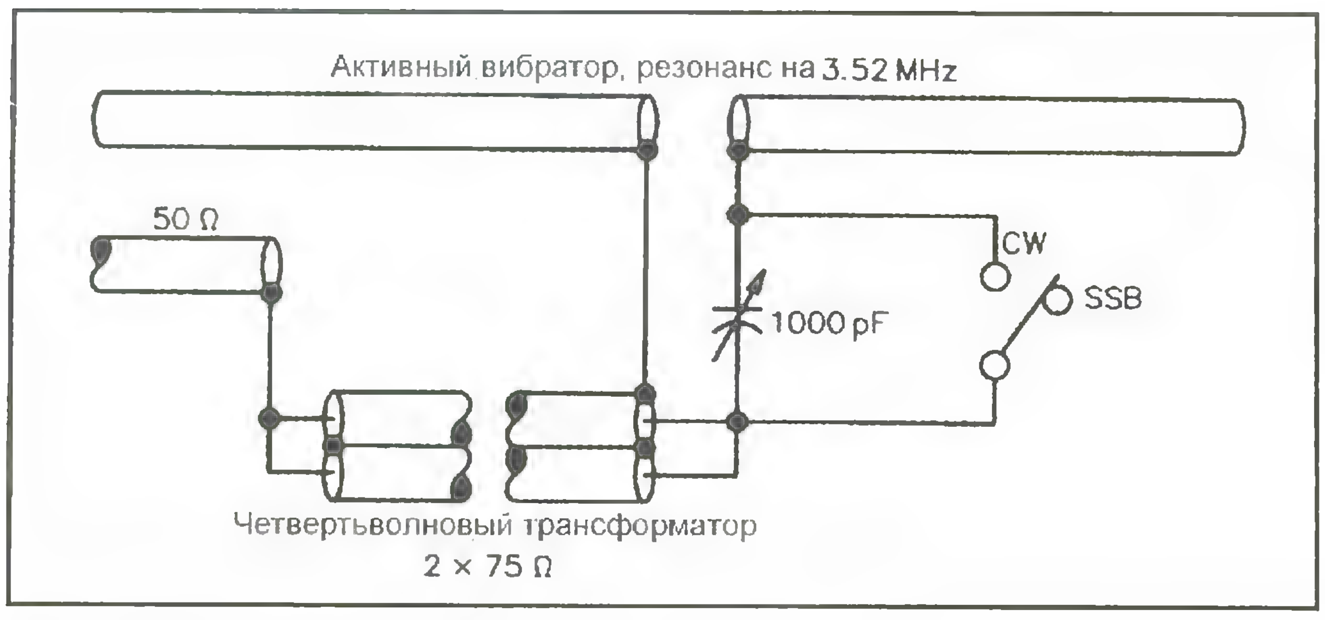

Активный вибратор, резонанс на 3.52 MHz
50 Ω
CW
SSB
1000 pF
Четвертьволновый трансформатор
2 × 75 Ω

Рис.13.88. Согласующая схема для разрезного элемента антенны диапазона 80 метров. Активный элемент настраивается на резонанс в CW части диапазона. В телефонной части (3.8 МГц) индуктивная реактивность устраняется последовательным включением конденсатора емкостью примерно 580 пФ. Для закорачивания конденсатора на CW используется простое реле. Из двух параллельных 75 Ом кабелей изготавливается четвертьволновый трансформатор (Z = 37.5 Ом), который может быть свит в катушку как симметрирующее устройство, и дает сопротивление 50 Ом на своем конце.

Это означает, что к сопротивлению активного элемента нужно добавить еще 19.95 Ом отрицательной реактивности. Это может быть проделано укорочением элемента примерно на 2.2% (см. Рис.13.79) на величину 1985 x (22/100) = 44 см или 22 см с каждой стороны.

Вместо укорочения элемента на 20 см с каждой стороны, мы можем укоротить его на каждой стороне, например, на 40 см, что даст некоторую свободу при точной настройке согласующей схемы. 20 см укорочения элемента будут компенсированы дополнительными 20 см длины линии передачи в точке питания. В этом случае точка с сопротивлением 50 Ом будет расположена примерно на расстоянии 20 см от разреза элемента. Шпилька добавит еще 98.5 см от этой точки. Настройка схемы заключается в изменении положения точки 50 Ом на шпильке, а также изменении длины шпильки.

Если для подключения разрезного элемента к согласующей схеме используются «провода», то нужно также учитывать вносимую ими индуктивность.

3.10.3.4. Разработка шпилечного согласования с помощью программы YAGI DESIGN.

На Рис.13.87 показана распечатка экрана работы модуля MATCHING SYSTEMS с примером, рассмотренным в разделе 3.3.1. Обратите внимание на результаты в нижней части экрана, практически точно совпадающие с рассчитанными выше. Из командной строки вы можете изменить любые исходные данные, изменения немедленно отражаются в размерах элементов согласующей схемы.

В расчетах может быть учтена паразитная параллельная емкость (см. раздел 3.10.3.3).

3.10.3.5. Использование параллельного конденсатора для точной настройки шпилечной согласующей схемы.

Параллельная емкость (разумной величины), подключенная к разрезному элементу, слегка уменьшает активную часть входного сопротивления, но в то же время вносит ощутимую часть отрицательной реактивности.

Пример.

Емкость 150 пФ, включенная параллельно импедансу 28 + j0 Ом (на частоте 7.1 МГц) снижает импеданс до 27.1 – j5 Ом (см. пример из раздела 3.10.3.3). Это означает, что, вместо точной настройки согласующей схемы с помощью укорочения активного элемента и получения нужнй отрицательной реактивности (см. таблицу 13.12), вы можете использовать переменный конденсатор, включенный параллельно активному элементу, и производить его электрическое укорочение.

Это весьма элегантный способ настройки шпилечной согласующей схемы «без опоздания». Единственным недостатком является добавление еще одного (уязвимого) компонента. Этот способ является альтернативой методу точной настройки, при котором изменяется длина активного элемента с помощью короткого отрезка линии передачи (как описано в разделе 3.10.3.2).

3.10.4. Прямое включение.

Если элемент разрезной (не имеет контакта со стрелой), то можно рассмотреть возможность прямого включения. 3-х элементные антенны Уда-Яги никогда не имеют входное сопротивление, равное 50 Ом, если только они не разрабатывались на исключительно низкую добротность. Трехэлементные антенны обычно имеют сопротивление от 18 до 30 Ом. Это означает, что мы должны использовать некоторую согласующую схему, приводящую сопротивление антенны к сопротивлению линии передачи. Кроме того, если нужно использовать схему питания для 80 метровой антенны, покрывающей как CW, так и SSB части диапазона, то придется иметь дело с реактивностями.

3.10.4.1. Прямое включение разрезного активного элемента с последовательной компенсацией.

Для получения приемлемого согласования между сопротивлением антенной (на резонансе) и фидером 50 Ом часто используется четвертьволновый трансформатор.

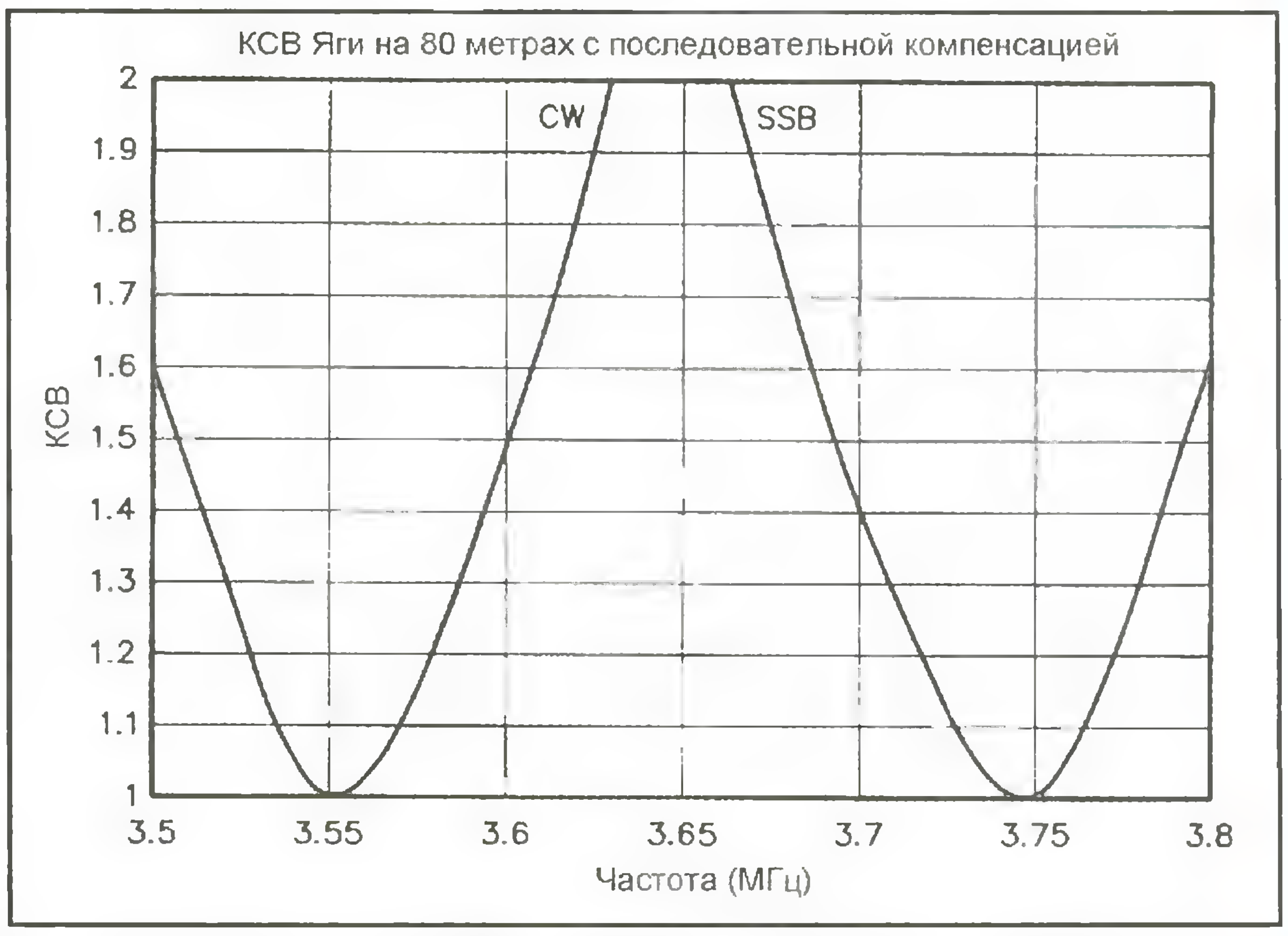


Рис.13.89. Кривая КСВ для схемы питания разрезного элемента с последовательной компенсацией и 37.5 Ом четвертьволновым трансформатором.

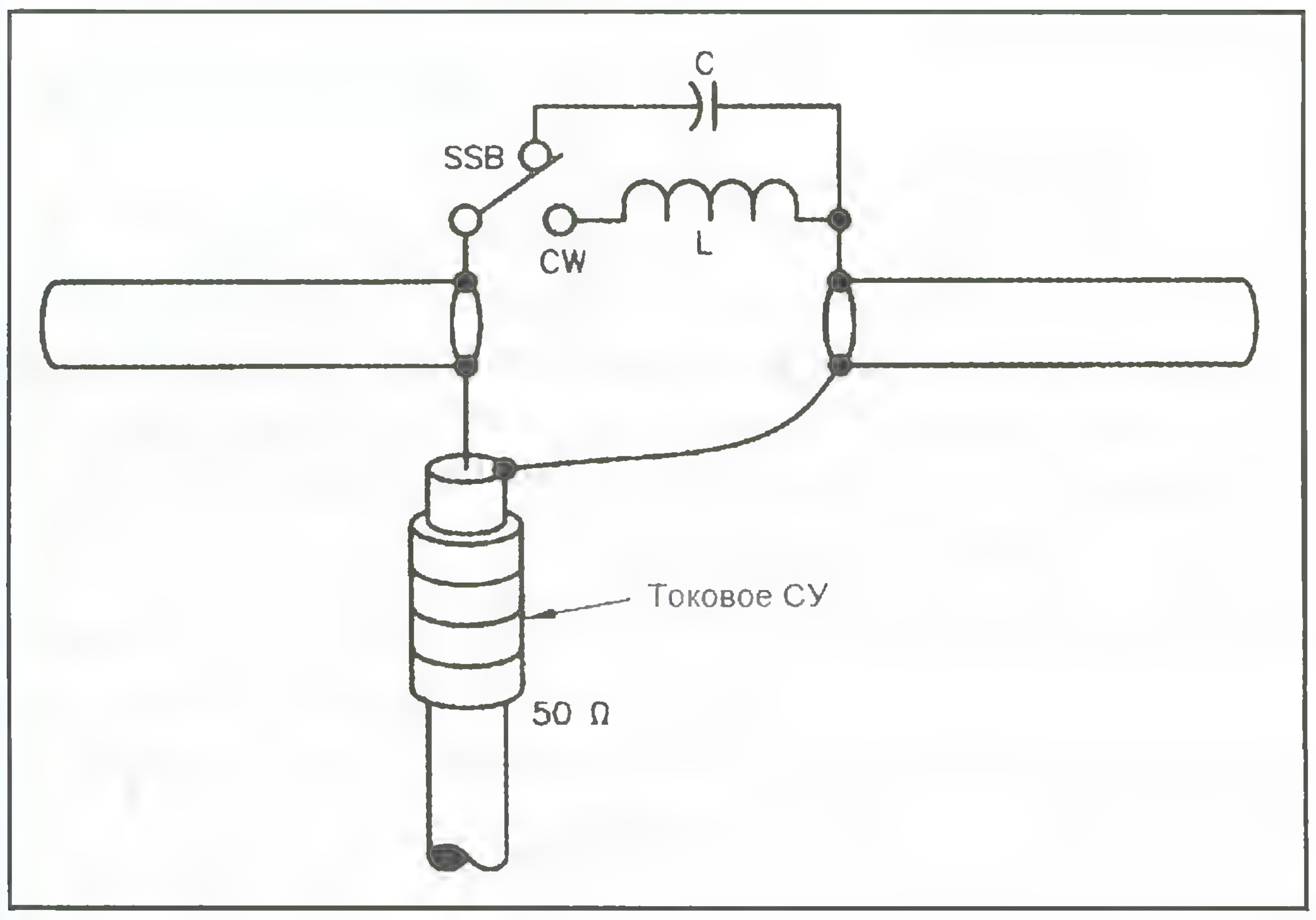


Рис.13.90. Схема прямого включения для активного элемента антенны диапазона 80 метров с параллельной компенсацией, которая делает возможным получение хорошего КСВ как в CW, так и SSB части диапазона. Детали описаны в тексте.

Существует два решения. Если входное сопротивление ниже 25 Ом, то используется ¼ λ отрезок линии с сопротивлением 30 Ом. Он может быть получен параллельным включением ¼ λ кабеля сопротивлением 50 Ом и ¼ λ кабеля сопротивлением 75 Ом. Кабели свиваются в катушку диаметром примерно 30 см, которая служит симметрирующим устройством для синфазной моды колебаний.

Для сопротивлений от 25 до 30 Ом требуемый импеданс четвертьволнового трансформатора 37.5 Ом получается параллельным включением двух ¼ λ 75 Ом кабелей. Пример такого согласования приведен на Рис.13.88.

Проанализируем случай прямого питания для антенны диапазона 80 метров, описанной в разделе 3.3. Активная часть входного сопротивления около 28 Ом, что легко согласуется с 50 Ом фидером через 37.5 Ом четвертьволновый трансформатор, образованный двумя параллельными кабелями 75 Ом.

Есть разные подходы к индуктивной части импеданса в противоположной части диапазона. В одном случае размеры активного элемента выбираются исходя из условия резонанса на частоте 3.8 МГц, и емкостная реактивность (примерно 75 Ом) устраняется с помощью катушки, включенной последовательно с коаксиальным фидером. Другим способом является выбор размеров для получения резонанса в CW части диапазона, и индуктивная реактивность на частоте, например, 3.75 МГц устраняется последовательным конденсатором. В примере, который я рассчитывал, размеры активного элемента соответствовали резонансу на 3.55 МГц, конденсатор подбирался из условия резонанса на 3.75 МГц. Емкость конденсатора составила 900 пФ. Такая согласующая схема исключительно проста, а также гарантирует максимальную ширину полосы частот. Четвертьволновый трансформатор 37.5 Ом может быть свернут, и работать как токовое симметрирующее устройство.

На Рис.13.89 показана характеристика КСВ для такой схемы питания. Следует учитывать, что при такой конфигурации невозможно получить хороший КСВ в середине диапазона.

3.10.4.2. Система питания разрезного элемента с параллельной компенсацией.

Система питания с параллельной компенсацией не требует четвертьволнового трансформатора, так как сама по себе обеспечивает хорошее согласование с сопротивлением 50 Ом. В случае антенны диапазона 80 метров, размеры активного элемента выбираются из условия резонанса в середине диапазона (3.65 МГц). В этом случае реактивность типичной 3-х элементной антенны Уда-Яги, подобно описанной в разделе 3.3. составляет примерно –j35 Ом на 3.5 МГц и +j35 Ом на 3.8 МГц.

Эта реактивность может быть скомпенсирована с помощью параллельных катушки и конденсатора (см. Рис.13.90). Катушка с индуктивностью 2.2 мкГн настроит активный элемент на резонанс 3.55 МГц и даст сопротивление 50 Ом (счастливое совпадение!). Аналогично, конденсатор емкостью 700 пФ обеспечит резонанс на 3.8 МГц, также давая сопротивление 50 Ом.

Величины этих компонентов могут быть легко вычислены с помощью модуля SHUNT IMPEDANCE NETWORK программы NEW LOW BAND SOFTWARE. Для подключения параллельно точке питания конденсатора или катушки используется простое реле, в результате получаем точную согласующую схему для CW или SSB частей диапазона. На Рис.13.91 показаны характеристики КСВ для такой конфигурации.

3.10.5. Выбор согласующей схемы для антенн Уда-Яги.

Шпилечные и бета-согласующие схемы в основном применяются производителями коммерческих антенн Уда-Яги, так как они просты, рентабельны и обладают хорошей повторяемостью в больших объемах. Для самостоятельных строителей антенн все выглядит не совсем так.

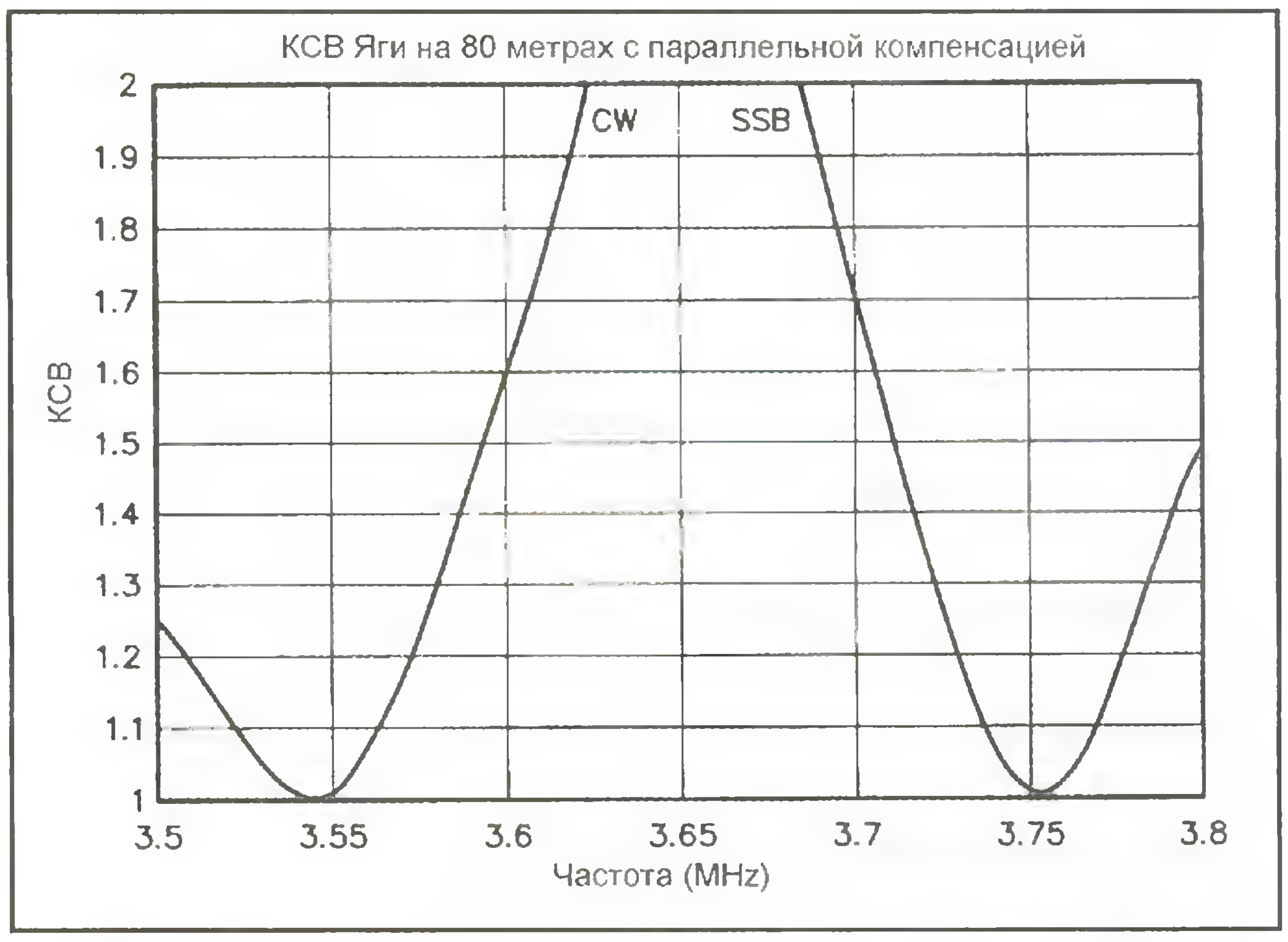


Рис.13.91. Зависимость КСВ для 3-х элементной антенны Уда-Яги диапазона 80 метров, с использованием параллельной компенсации. Активный элемент, первоначально настроенный на резонанс 3.65 МГц, перестраивается на резонанс 3.55 МГц с помощью параллельной индуктивности 2.2 мкГн. Аналогично, этот же элемент перестраивается на резонанс 3.75 МГц с помощью параллельного конденсатора емкостью 700 пФ. Результирующий КСВ имеет выдающуюся ширину полосы частот.

Шпилечное и бета-согласование.

Преимущества:

- Не требуется конденсатор, корпус, меньше одним (уязвимым) компонентом.
- Полностью симметричная схема питания.
- Разрезной элемент позволяет измерить сопротивление в точке питания до согласования.

Недостатки:

- Требуется подстройка длины активного элемента.
- Трудно подстраивать полную высоту, если не используется модифицированная шпилька с дополнительным отрезком линии передачи.
- Нет возможности настраивать активный элемент на расстоянии.
- Требуется симметрирующее устройство.

Гамма- и омега-согласование.

Преимущества:

- Не требуется подстройка длины активного элемента.
- Возможна гибкая удаленная настройка с помощью омега-конденсатора с приводом от двигателя.
- Не требуется разрезной элемент.
- Нет риска разрушения изоляторов.
- В принципе, более прочная конструкция.

Недостатки:

- Требуется корпус и один или два конденсатора.
- Приводит к слегка несимметричной диаграмме направленности.

Прямое включение.

Преимущества:

- Очень просто.
- Легко приспосабливается к покрытию широкой полосы частот при помощи последовательности параллельных компенсаций.
- Переключение между CW и SSB производится одним переключающим реле и одним компонентом.
- Разрезной элемент позволяет вести прямые измерения.

Недостатки:

- Требуется разрезной элемент.

Я использовал омега-согласование на всех моих антеннах Уда-Яги диапазона от 10 до 40 метров, а на диапазоне 80 метров прямое подключение с параллельной компенсацией, из-за его простоты и легкого переключения между CW и SSB частями диапазона.

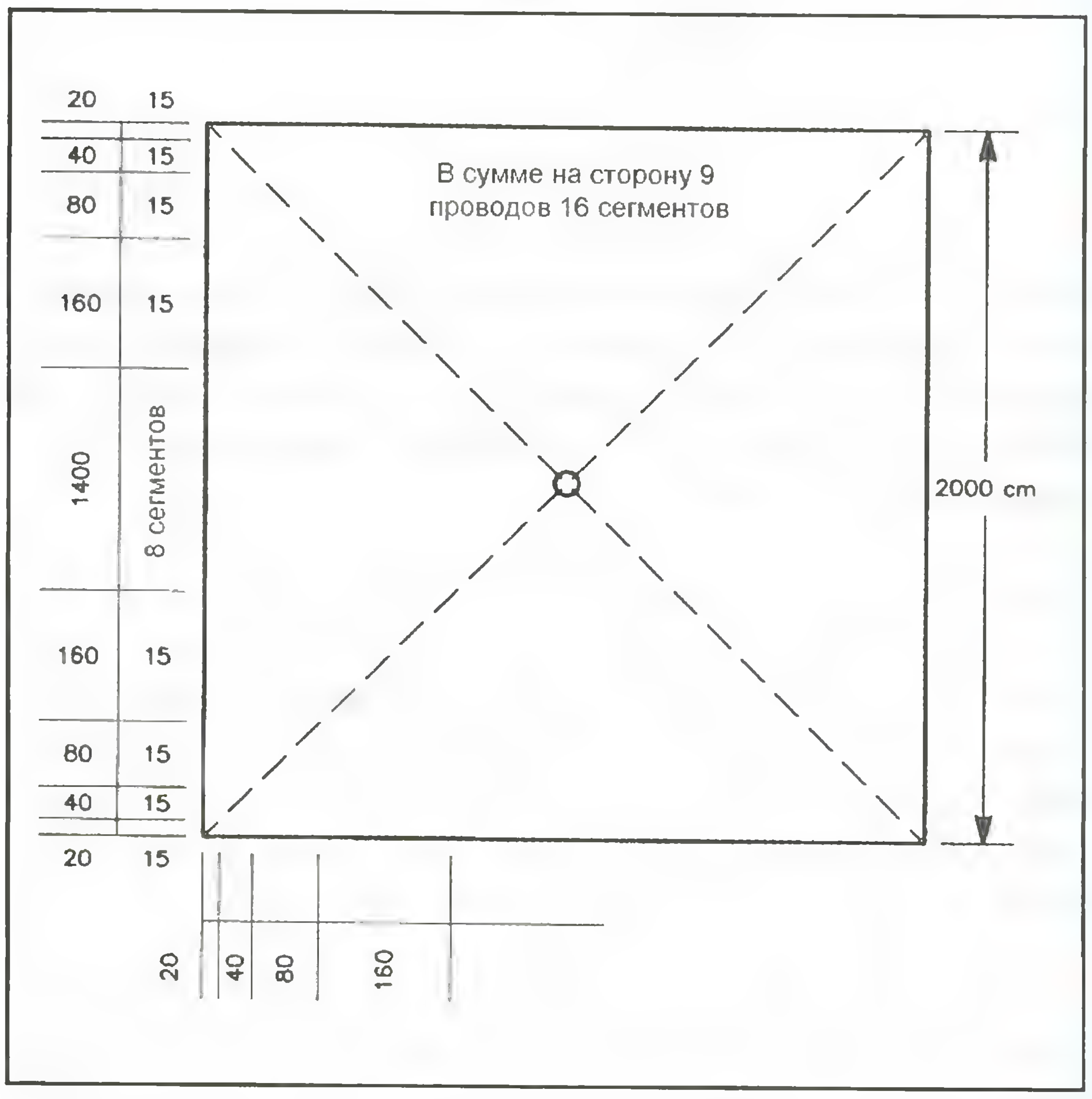


Рис.13.92. Изменение длин сегментов при анализе с помощью MININEC. Для различных вариантов длины сегментов приведены в таблице 13.16. При использовании описанной процедуры результаты вычислений, полученные всего при 56 сегментах, имеют ту же точность, что и при 240 сегментах одинаковой длины.

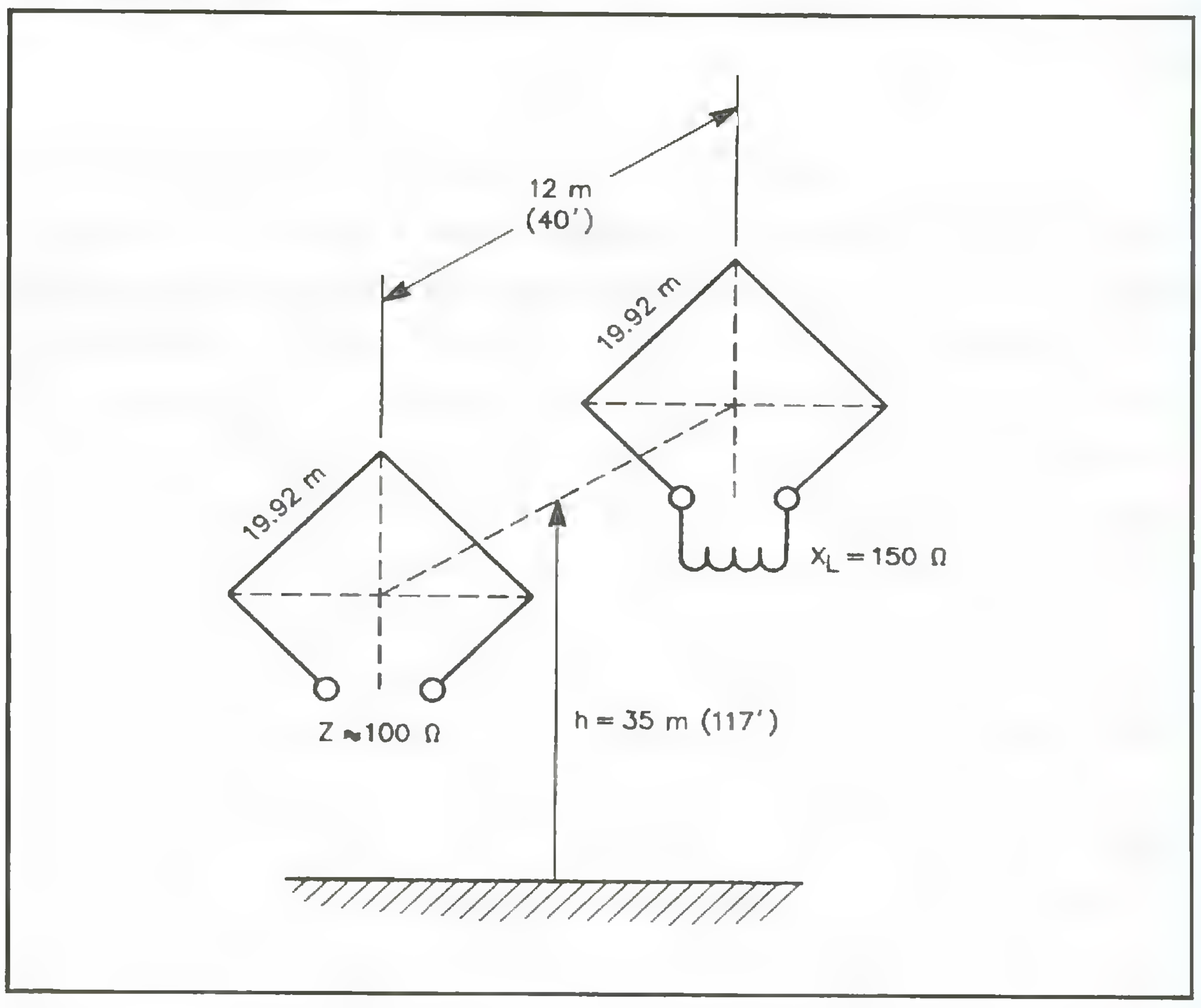


Рис.13.93. Конфигурация двухэлементной рамочной антенны для SSB диапазона 80 метров. Диаграммы направленности приведены на Рис.13.94. С помощью удаленной системы подстройки нагрузки антенна может быть настроена на отношение переднего/заднего излучения лучше, чем 22 дБ во всей рабочей полосе частот. Детали описаны в тексте.

4. КВАДРАТЫ.

4.1. Моделирование рамочных антенн.

Программы, основанные на MININEC.

Моделирование рамочных антенн с помощью программ, основанных на MININEC, требует особого внимания. Чтобы получить точные результаты, необходимо тщательно выбирать количество сегментов в проводах. Возле углов рамки сегменты должны быть достаточно короткими, чтобы не внести существенную ошибку в расчеты. Для получения надежных результатов при вычислении сопротивления многоэлементных антенн диапазона 80 метров должны использоваться сегменты длиной порядка 20 см.

Техника сужения.

Если разделить весь проводник рамки по длине на одинаковые 20 см сегменты, это приведет к очень большому количеству сегментов, и, следовательно, к большому времени вычислений, или к превышению максимально допустимого количества сегментов для данной программы. Чтобы избежать этого, проводник разделяется на ряд (последовательных) проводов различной длины. В нашем примере, самым коротким является ближайший к соединению провод (30 см), он имеет 1 сегмент. Следующий провод в два раза длиннее и также содержит один сегмент, третий провод снова в два раза длиннее предыдущего, и т.д., до тех пор, пока не будет достигнут предел, где не следует далее удлинять провод из соображений точности. Последний провод является «длинным», и разделяется на несколько сегментов одинаковой длины.

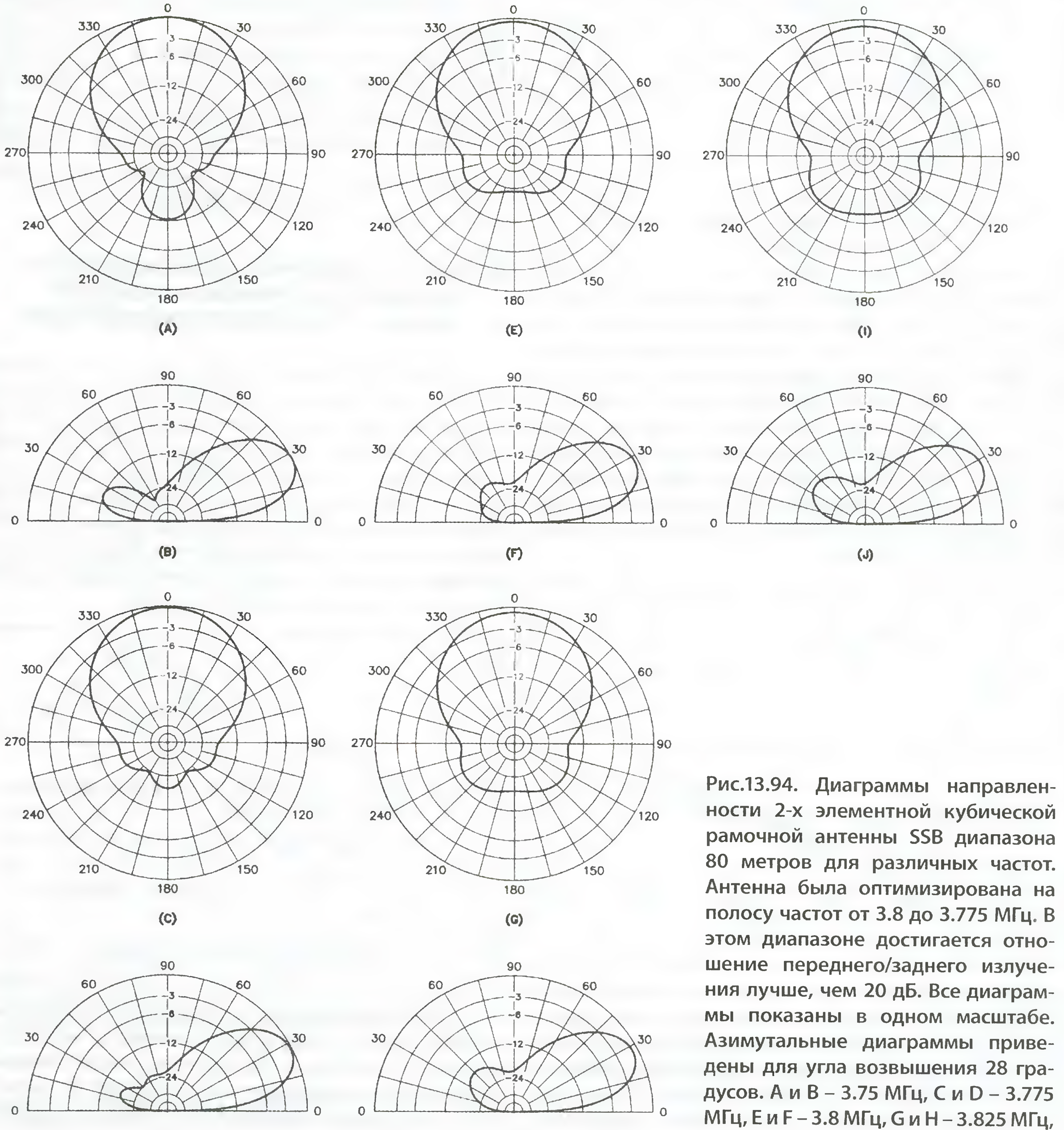


Рис.13.94. Диаграммы направленности 2-х элементной кубической рамочной антенны SSB диапазона 80 метров для различных частот. Антенна была оптимизирована на полосу частот от 3.8 до 3.775 МГц. В этом диапазоне достигается отношение переднего/заднего излучения лучше, чем 20 дБ. Все диаграммы показаны в одном масштабе. Азимутальные диаграммы приведены для угла возвышения 28 градусов. A и B – 3.75 МГц, C и D – 3.775 МГц, E и F – 3.8 МГц, G и H – 3.825 МГц, I и J – 3.85 МГц.

Все это может звучать сложно, но ELNEC имеет специальную функцию, проделывающую все это автоматически. Все, что вы должны сделать – указать минимальную длину сегмента (например, 20 см) и максимальную длину (например, 200 см), а также хотите ли вы, чтобы схема сужения была применена на обоих концах проводника, или только на одном. Программа затем разделяет проводник на отдельные провода. Конечные провода все имеют по одному сегменту, центральный провод является длинным и разделяется на несколько сегментов. Это проиллюстрировано на Рис.13.92. Результаты различных вариантов «сужения» приведены в таблице 13.16. С помощью такой техники для рамочных антенн могут быть получены надежные результаты расчета сопротивления.

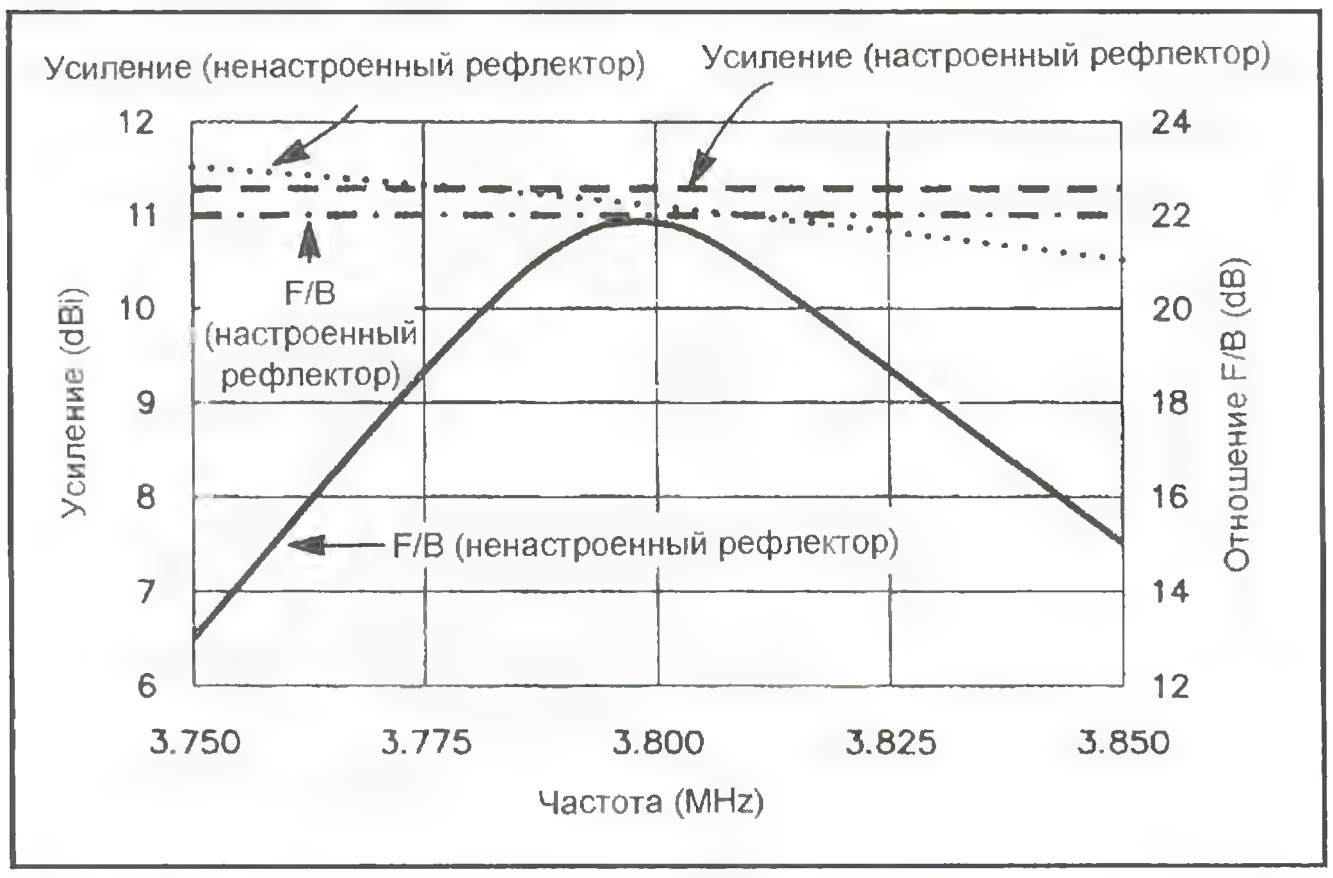


Рис.13.95. КНД и отношение переднего/заднего излучения для 2-х элементной рамочной антенны диапазона 80 метров с фиксированной и настраиваемой нагрузками рефлектора. Антенна моделировалась на высоте 35 м над землей с хорошими характеристиками. С фиксированной настройкой получается защита 20 дБ или лучше в полосе 30 кГц, усиление падает примерно на 0.5 дБ от низкочастотного к высокочастотному краю рабочей полосы частот (100 кГц). Когда нагрузка рефлектора сделана переменной, КНД, как и защита, остаются постоянными во всей рабочей полосе.

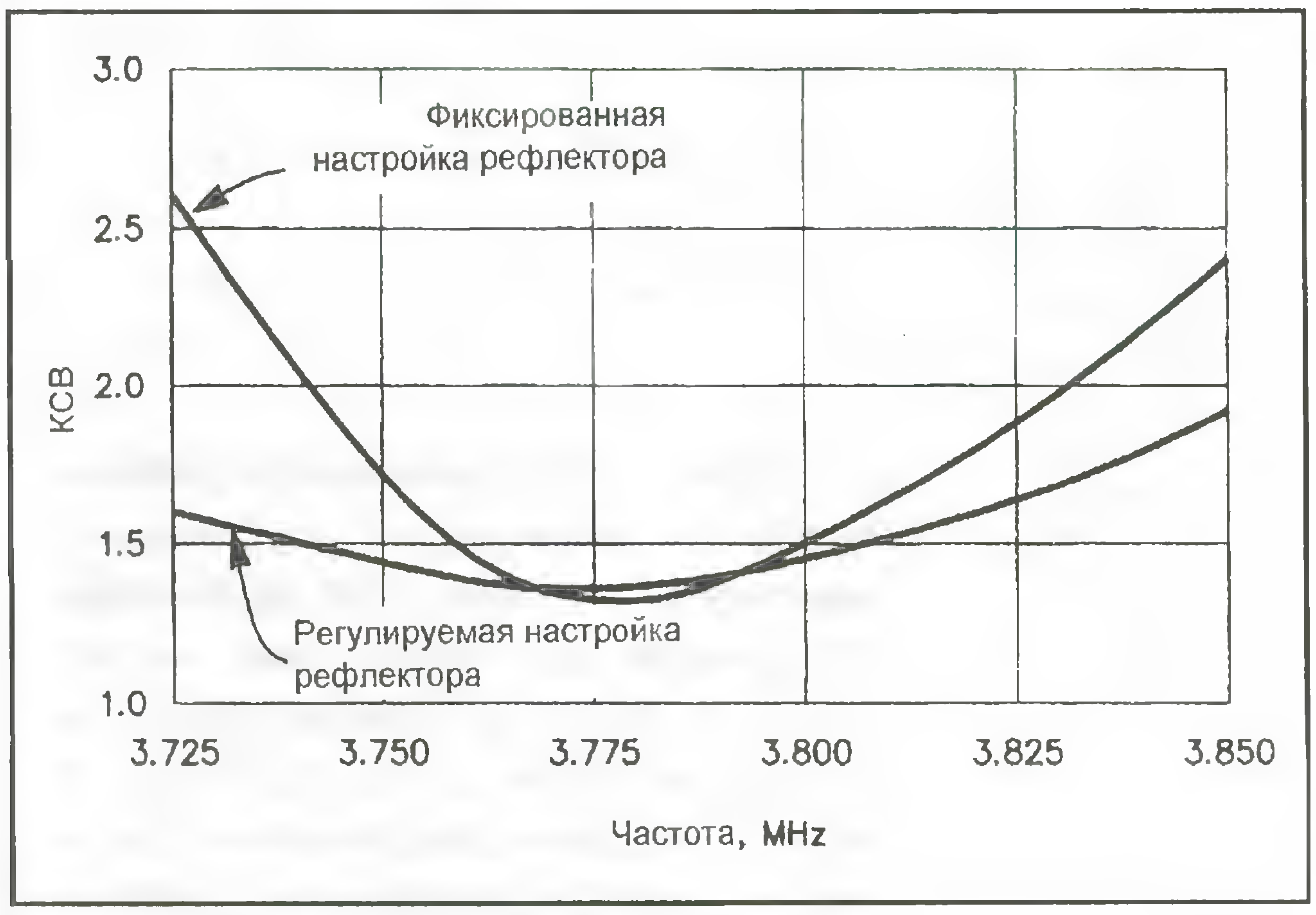


Рис.13.96. Характеристики КСВ для 2-х элементной рамочной антенны диапазона 80 метров. КСВ приведен для номинального входного сопротивления 100 Ом, которое затем согласовывалось с импедансом 50 Ом с помощью линии 75 Ом длиной ¼ λ. Заметно, что при настраиваемом рефлекторе рабочая полоса частот существенно расширяется в низкочастотном направлении.

Программы, основанные на NEC.

Такие программы не имеют описанной проблемы, поэтому для получения правильных результатов не требуются специальные предосторожности.

Таблица 13.16. Влияние количества сегментов на вычисления импеданса квадратной рамки.

Описание изменения	Рассчитанное сопротивление (Ом)
Без изменения, 4 х 5 сегментов	123 –j20
Без изменения, 4 х 10 сегментов	130 +j44
Без изменения, 4 х 20 сегментов	133 +j78
Без изменения, 4 х40 сегментов	135 +j95
Без изменения, 4 х 50 сегментов	135 +j97
Без изменения, 4 х 60 сегментов	135 +j98
32 секции, изменяющиеся от 1.0 до 5 м	131 +j85
56 секции, изменяющиеся от 0.4 до 2 м	134 +j102
64 секции, изменяющиеся от 0.2 до 2 м	135 +j104
104 секции, изменяющиеся от 0.2 до 1 м	135 +j104

Примечание. Процедура изменения длины сегментов показана на Рис.13.92.

4.2. Двухэлементная полноразмерная рамочная антенна диапазона 80 метров с пассивным рефлектором.

На Рис.13.93 показана конфигурация 2-х элементной рамочной антенны диапазона 80 метров на стреле длиной 12 м, диаграммы направленности приведены на Рис.13.94. Оптимальная высота антенны равна 35 м относительно центра рамки. Не имеет значения, какая форма используется – квадратная или ромбическая. Размеры остаются такими же, как и результаты. Я опишу антенну с ромбическими элементами, которая имеет то преимущество, что, возможно, провести фидерную линию и нагрузочные провода вдоль стеклопластикового каркаса.

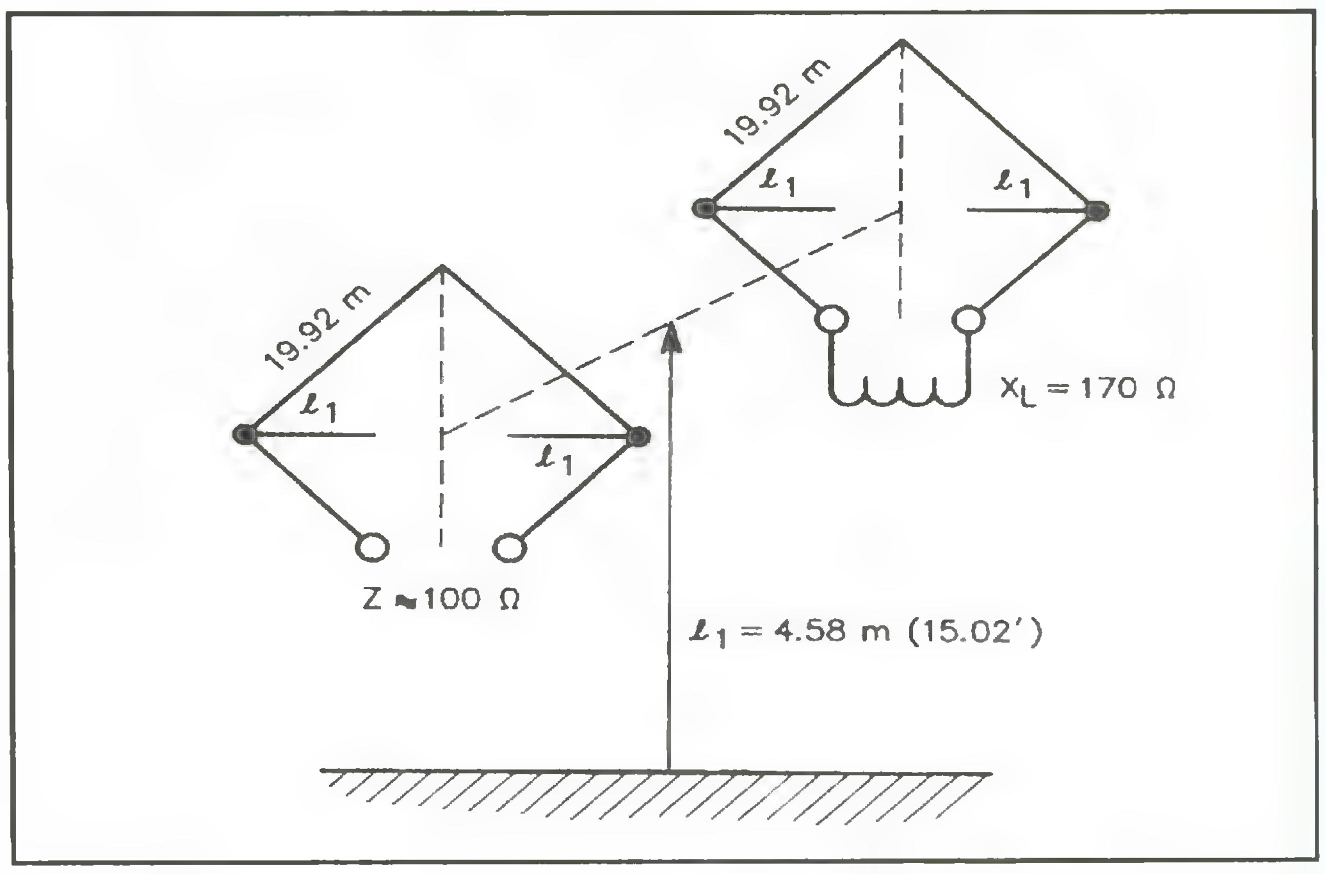


Рис.13.97. Конфигурация 2-х элементной кубической рамочной антенны диапазона 80 метров с Рис.13.93. с нагрузкой для работы в CW части диапазона. Диаграммы направленности приведены на Рис.13.98. В тексте и на Рис.13.100 описана схема релейного переключения между SSB и CW.

Я разработал эту антенну с двумя квадратными рамками одинаковой длины. Полный периметр рамки равен 1.0033 λ (для проводника диаметром 2 мм). Пассивный элемент нагружен катушкой (или шлейфом), имеющим индуктивную реактивность +j150 Ом. Достигается усиление на 3.7 дБ выше, чем для одиночной рамки на той же высоте над той же землей.

Расчетная частота для используемой модели равнялась 3.775 МГц. Это сделано потому, что КСВ растет более круто на низкочастотной стороне от расчетной частоты, чем на высокочастотной.

Мы можем оптимизировать рамку с помощью изменения реактивности нагрузочного шлейфа и изменения рабочей частоты.

На Рис.13.95 и 13.96 приведены графики КНД, КСВ и отношения переднего/заднего излучения для 2-х элементной антенны с фиксированной (150 Ом) и изменяющейся нагрузкой.

Для обеспечения мгновенного переворота направленности можно использовать две линии 75 Ом длиной ¼λ, по одной на каждый элемент. С помощью модуля COAX TRANSFORMER/SMITH CHART программы NEW LOW BAND SOFTWARE мы увидим, что импеданс +j160 Ом на конце четвертьволновой линии передачи 75 Ом (на частоте 3.775 МГц) превращается в –j35 Ом. Из этого следует, что четвертьволновый отрезок линии 75 Ом, имеющий на конце конденсатор с реактивностью -35 Ом – это все, что нужно для превращения пассивного элемента в рефлектор.

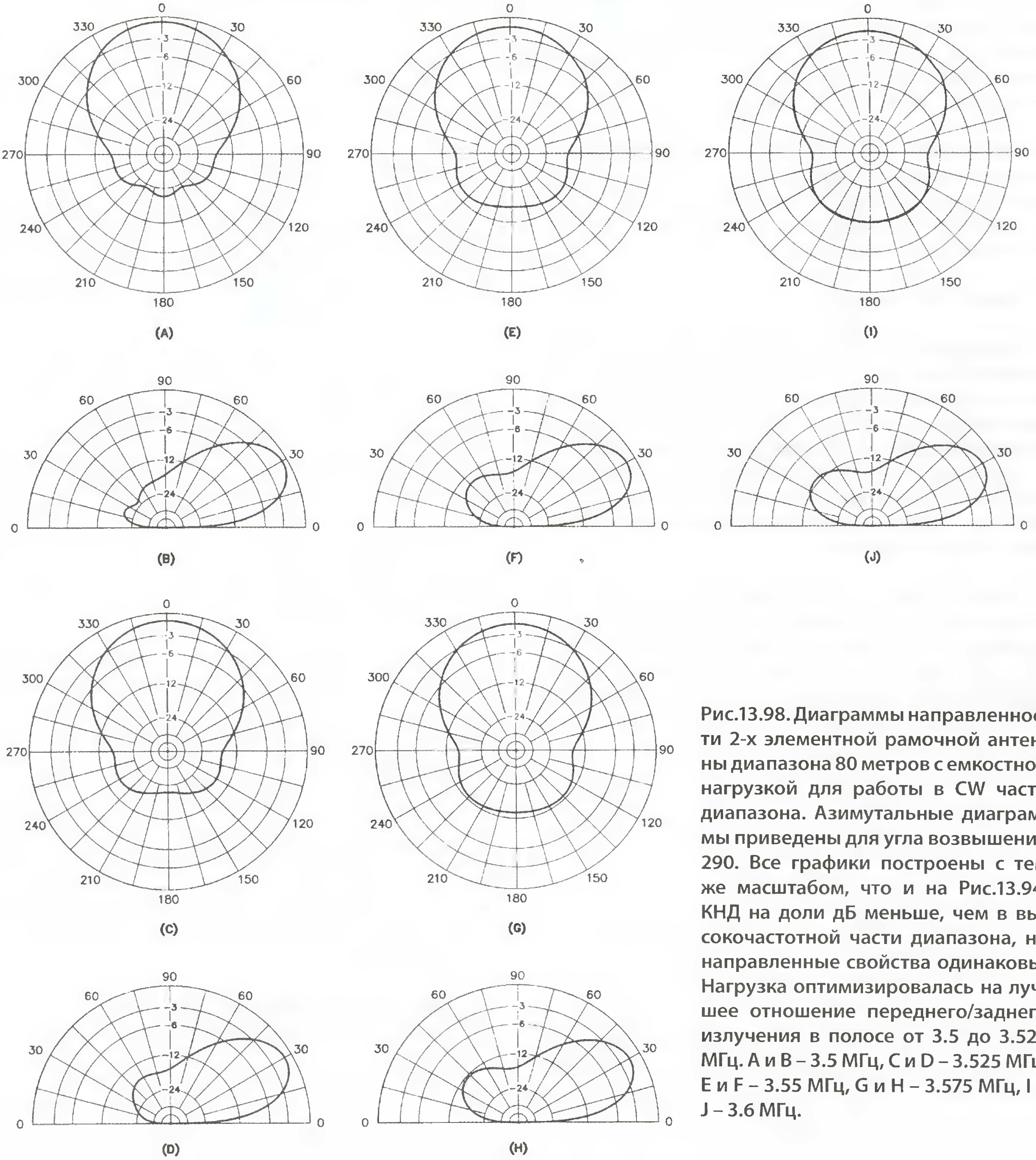


Рис.13.98. Диаграммы направленности 2-х элементной рамочной антенны диапазона 80 метров с емкостной нагрузкой для работы в CW части диапазона. Азимутальные диаграммы приведены для угла возвышения 290. Все графики построены с тем же масштабом, что и на Рис.13.94. КНД на доли дБ меньше, чем в высокочастотной части диапазона, но направленные свойства одинаковы. Нагрузка оптимизировалась на лучшее отношение переднего/заднего излучения в полосе от 3.5 до 3.525 МГц. A и B – 3.5 МГц, C и D – 3.525 МГц, E и F – 3.55 МГц, G и H – 3.575 МГц, I и J – 3.6 МГц.

В центре стрелы монтируется корпус, содержащий переключающее реле и конденсатор.

Требуемые оптимальные сопротивления нагрузок составляют

3.750 МГц: X_L = 180 Ом, C = 1322 пФ

3.775 МГц: X_L = 160 Ом, C = 1205 пФ

3.800 МГц: X_L = 150 Ом, C = 1148 пФ

3.825 МГц: X_L = 120 Ом, C = 931 пФ

3.850 МГц: X_L = 100 Ом, C = 785 пФ.

Если настроить рефлектор на оптимальные значения, то мы получим отношение переднего/заднего излучения лучше 22 дБ на всех частотах от 3.75 до 3.85 МГц, а также намного более приятный КСВ, чем при ненастроенном рефлекторе (см. Рис.13.95 и 13.96).

Также можно изготовить рамку с возможностью переключения между CW и SSB частями диапазона 80 метров. Для этого существует два вида нагрузок – емкостная и индуктивная (см. также главу о больших рамках). Емкостной метод, который я опишу ниже, более прост в реализации.

Емкостная нагрузка.

Для включения и выключения из цепи нагрузочных проводов применяется небольшое однополюсное высоковольтное (вакуумное) реле, установленное на конце горизонтальной стеклопластиковой штанги. Расчетная длина проводов, применяемых для переключения между SSB (3.775 МГц) и CW (3.525 МГц) частями диапазона, составляет 4.58 м. Следует учитывать, что переключение производится в точке с высоким напряжением, поэтому важно использовать высоковольтное реле.

Если вам придется пропускать фидерную линию к реле на конце распорки, то, вероятно, что нагрузочные провода образуют емкостную связь с фидерной линией. Используйте небольшие дроссели или ферритовые кольца для того, чтобы отвязать фидер от нагрузочных проводов.

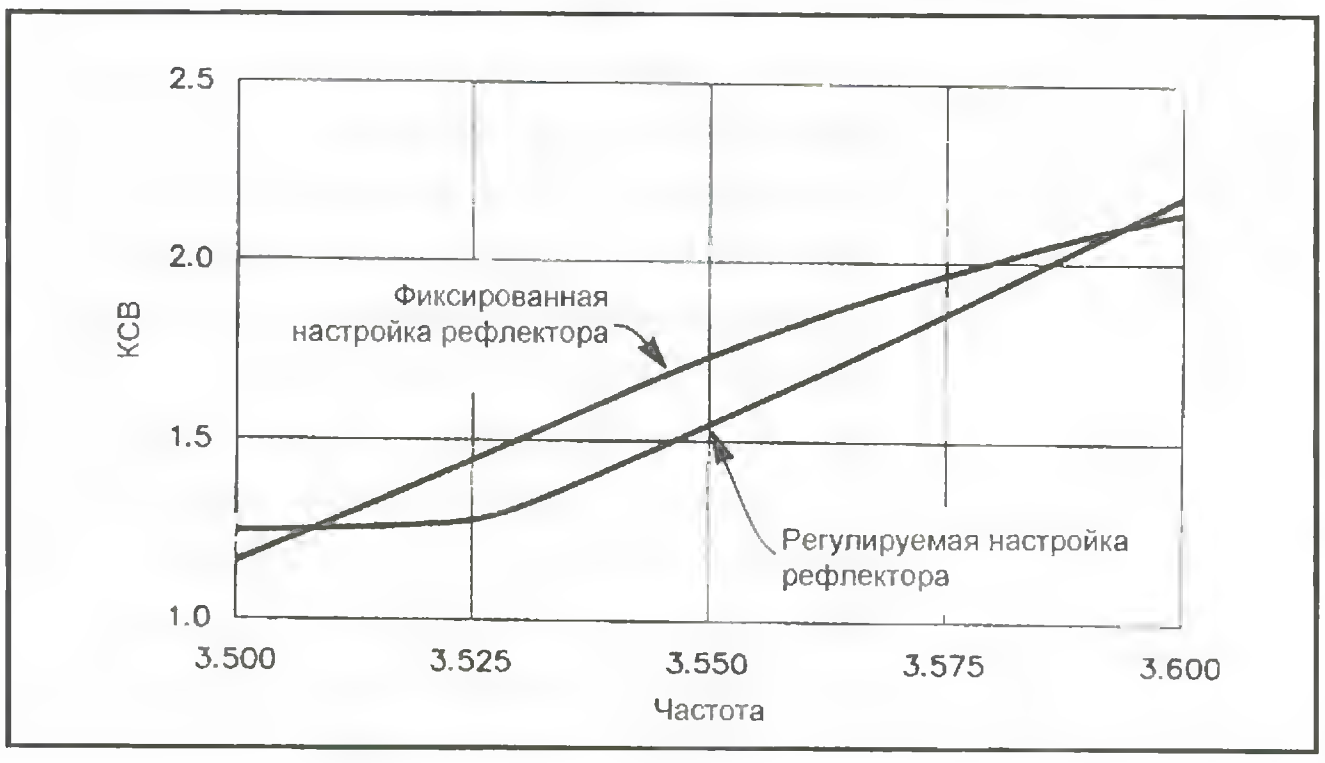


Рис.13.99. Характеристики КСВ для двухэлементной рамочной антенны диапазона 80 метров, сопротивление фидера 100 Ом. Настраиваемый рефлектор не улучшает значительно КСВ на высоких частотах. Конструкция настраивалась на лучший КСВ в области от 3.5 до 3.525 МГц.

На Рис.13.97 показана конфигурация и на Рис.13.98 диаграммы направленности двухэлементной рамочной антенны, настроенной на низкочастотный край диапазона. Диаграммы направленности приведены для фиксированной реактивности нагрузки рефлектора, равной 170 Ом.

Как упоминалось выше, можно оптимизировать характеристики антенны, подстраивая нагрузку при изменении частоты. Используя такой же четвертьволновый отрезок линии 75 Ом (¼ λ для 3.775 МГц), можно получить постоянное отношение переднего/заднего излучения 22 дБ (измеренное на главном волновом угле 290) на всех частотах от 3.5 до 3.6 МГц, при следующей емкости конденсатора на конце 75 Ом линии:

3.500 МГц X_L = 180 Ом, C = 1083 пФ

3.525 МГц X_L = 160 Ом, C = 999 пФ

3.550 МГц X_L = 140 Ом, C = 897 пФ

3.575 МГц X_L = 120 Ом, C = 795 пФ

3.600 МГц X_L = 100 Ом, C = 660 пФ

Оптимизированная рамка на низкочастотном конце диапазона 80 метров имеет усиление на 0.3 дБ меньше, чем на высокочастотном. После оптимизации усиление остается постоянным на уровне 10.8 dBi на высоте 35 м над землей с хорошими характеристиками.

На Рис.13.99 приведены характеристики КСВ для CW части диапазона, как для фиксированной нагрузки рефлектора (X_L = 170 Ом), так и для переменной, как описано выше. Схема переключения для двухэлементной рамочной антенны приведена на Рис.13.100. Подстроечный конденсатор на линии 75 Ом, идущей к рефлектору, может быть получен параллельным включением постоянного конденсатора 500 пФ и переменного от 100 до 1000 пФ. Учтите, что на обеих линиях 75 Ом, подключенных к рамкам, необходимо использовать симметрирующие устройства в виде набора ферритовых колец.

Можно также сконструировать 2-х элементную рамочную антенну, у которой оба элемента запитаны. При таких же размерах, что и в предыдущей конструкции, и фазовом сдвиге 135^0 (амплитуды токов одинаковы), получается КНД, очень близкий к тому, что достигается при использовании пассивного рефлектора. Отношение переднего/заднего излучения может быть немного выше, чем для пассивной антенны. Так как антенны питается не в квадратуре, то схема питания определенно будет не проще, чем для антенны с пассивным элементом. Антенна с пассивным элементом более проста в настройке, так как нагрузка рефлектора (емкость конденсатора) может быть просто настроена на лучшую защиту.

4.3. Двухэлементные рамочные антенны уменьшенных размеров.

Д. Куртье-Даттон, G3FPQ, построил уменьшенную 2-х элементную поворотную рамочную антенну, которая обладает исключительными характеристиками. Длина стороны квадрата равна 15 м, элементы нагружены, как показано на Рис.13.101. Одиночная рамка имеет сопротивление излучения 50 Ом. Добавляя к активному элементу рефлектор на расстоянии 12 м (0.14 λ), получаем уменьшение сопротивления излучения примерно до 30 Ом. Нагрузочные провода отнесены на 110 см от вертикальных сторон рамки, и имеют почти такую же длину, что и вертикальные провода. Нагрузочные провода укорачивались для подстройки резонансной частоты элемента. G3FPQ сообщает о ширине полосы частот 90 кГц для 2-х элементной антенны на высоте 40 м. Середина распорок длиной 7 м изготовлена из алюминиевых труб, концы длиной 3.6 м сделаны из стеклопластика. Сообщалось об отношении переднего/заднего излучения до 30 дБ.

G3FPQ отмечает, что длина рефлектора точно равна длине активного элемента, для получения наилучшей защиты. Это может показаться необычным, и это определенно не так для полноразмерных рамок. То же было замечено для некоторых 2-х элементных антенн Уда-Яги (раздел 3.6.2).

4.4. Трехэлементная рамочная антенна диапазона 80 метров.

На Рис.13.102 показана 3-х элементная полноразмерная рамочная антенна от DJ4PT. Стрела имеет длину 26 м, высота подвеса 30 м. На этой же стреле установлены 5 рамок антенны диапазона 40 метров.

Сложнейшей проблемой при построении рамочной антенны с такими пропорциями является ее механическая проработка. Механический проект этой антенны сделал Х.Лампе, DJ6JC, хорошо известный профессиональный производитель антенных мачт в Германии. Центральные части рамочных распорок изготовлены из алюминиевых решетчатых секций, которые изолированы от стрелы, а также разделены вдоль на равные участки. Трубчатые секции изготовлены из стеклопластика. Активный элемент смонтирован менее чем в 1 м от центра. Это позволяет достать до точки питания с мачты.

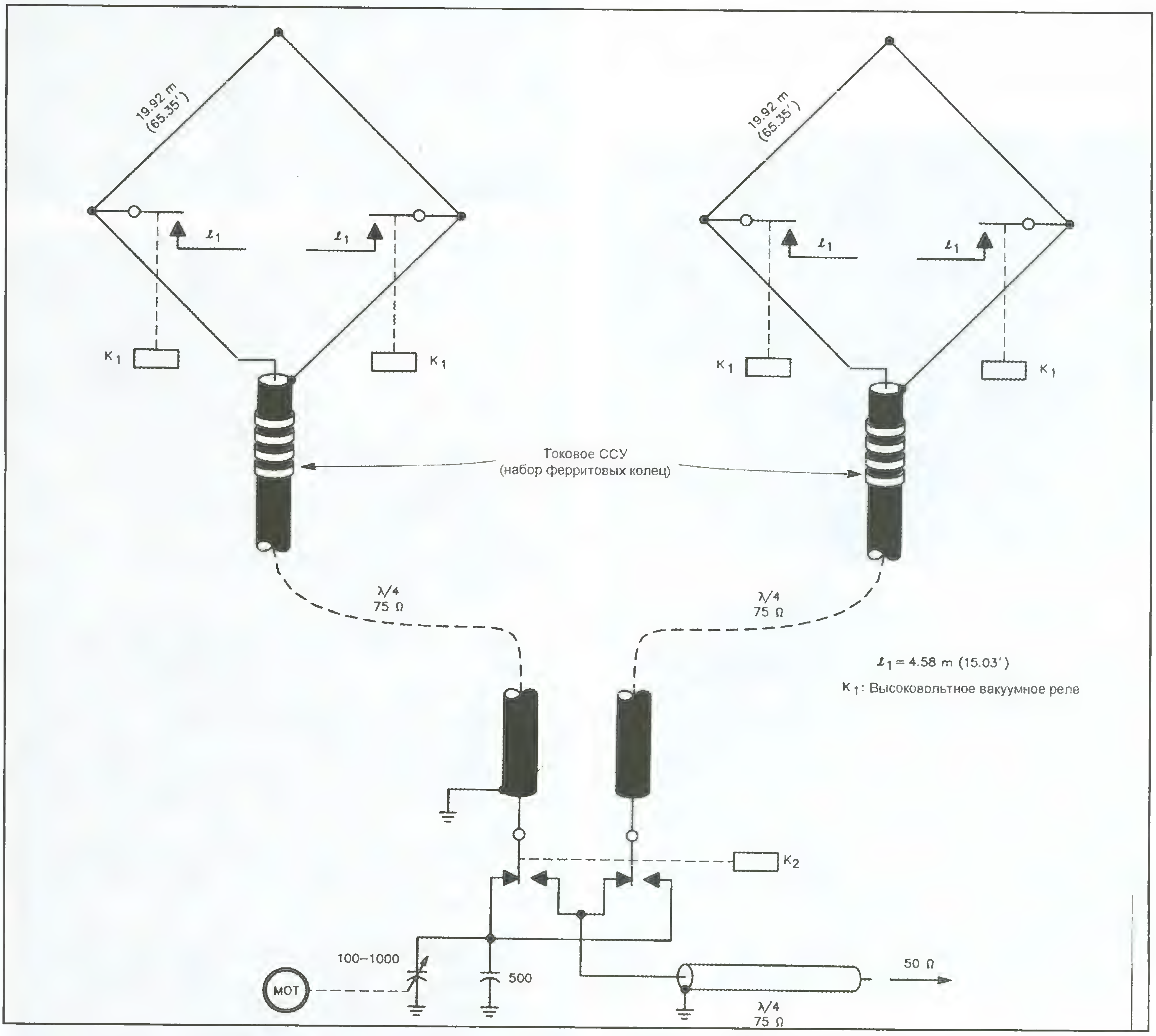


Рис.13.100. Схема питания и переключения для 2-х элементной рамочной антенны диапазона 80 метров. Четыре высоковольтных вакуумных реле подключают нагрузочные провода в точки с высоким напряжением на рамках, для получения резонанса в CW диапазоне. Реле К2 переключает направленность. Переменный конденсатор (50-1000 пФ) с приводом от двигателя используется для настройки рефлектора на максимальную защиту на любой частоте в CW или телефонном диапазоне. Детали описаны в тексте.

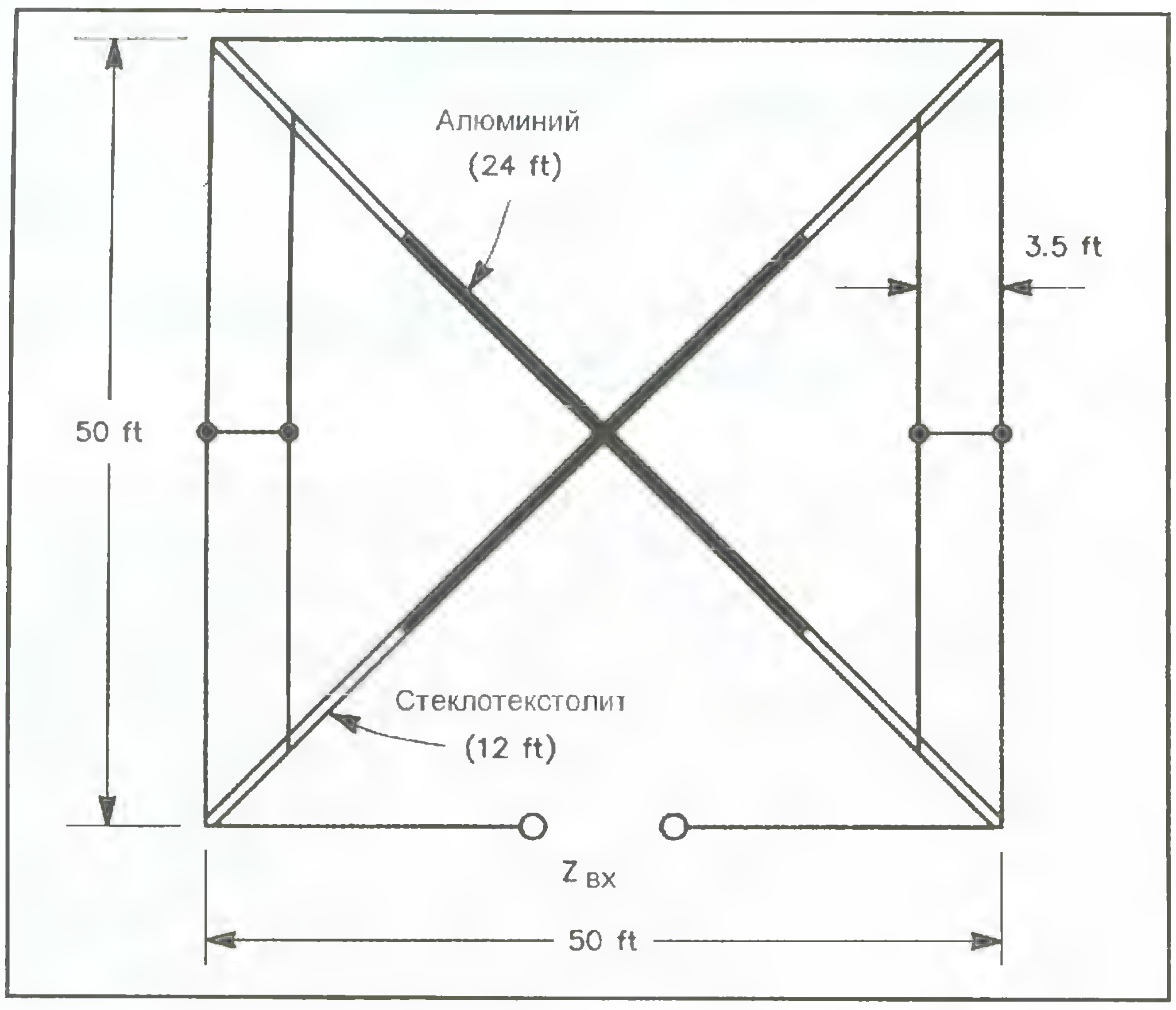
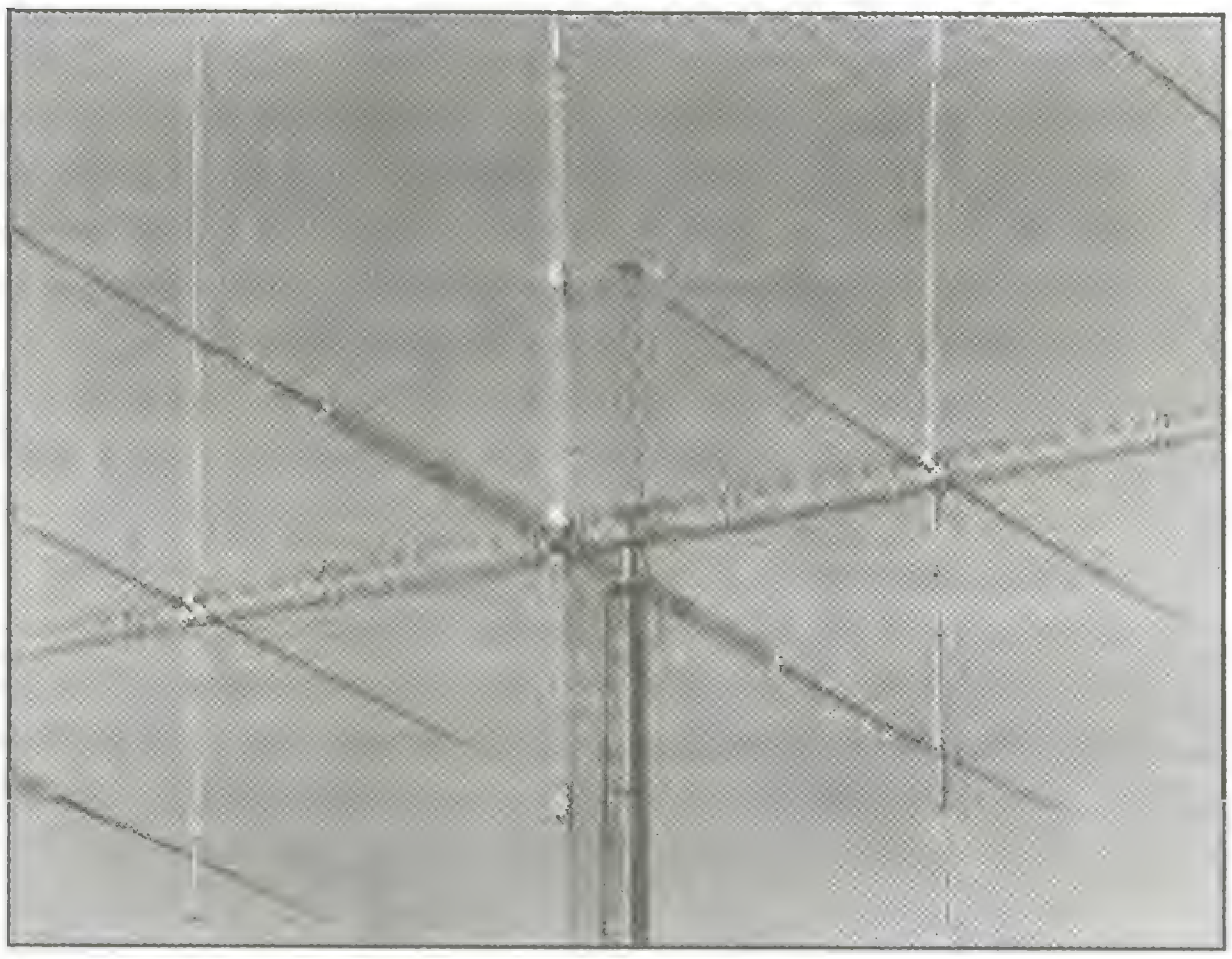


Рис.13.101. Уменьшенная 2-х элементная рамочная антенна, разработка Д. Куртье-Даттон, G3FPQ. Элементы имеют емкостную нагрузку, как описано в деталях в главе о больших рамках.



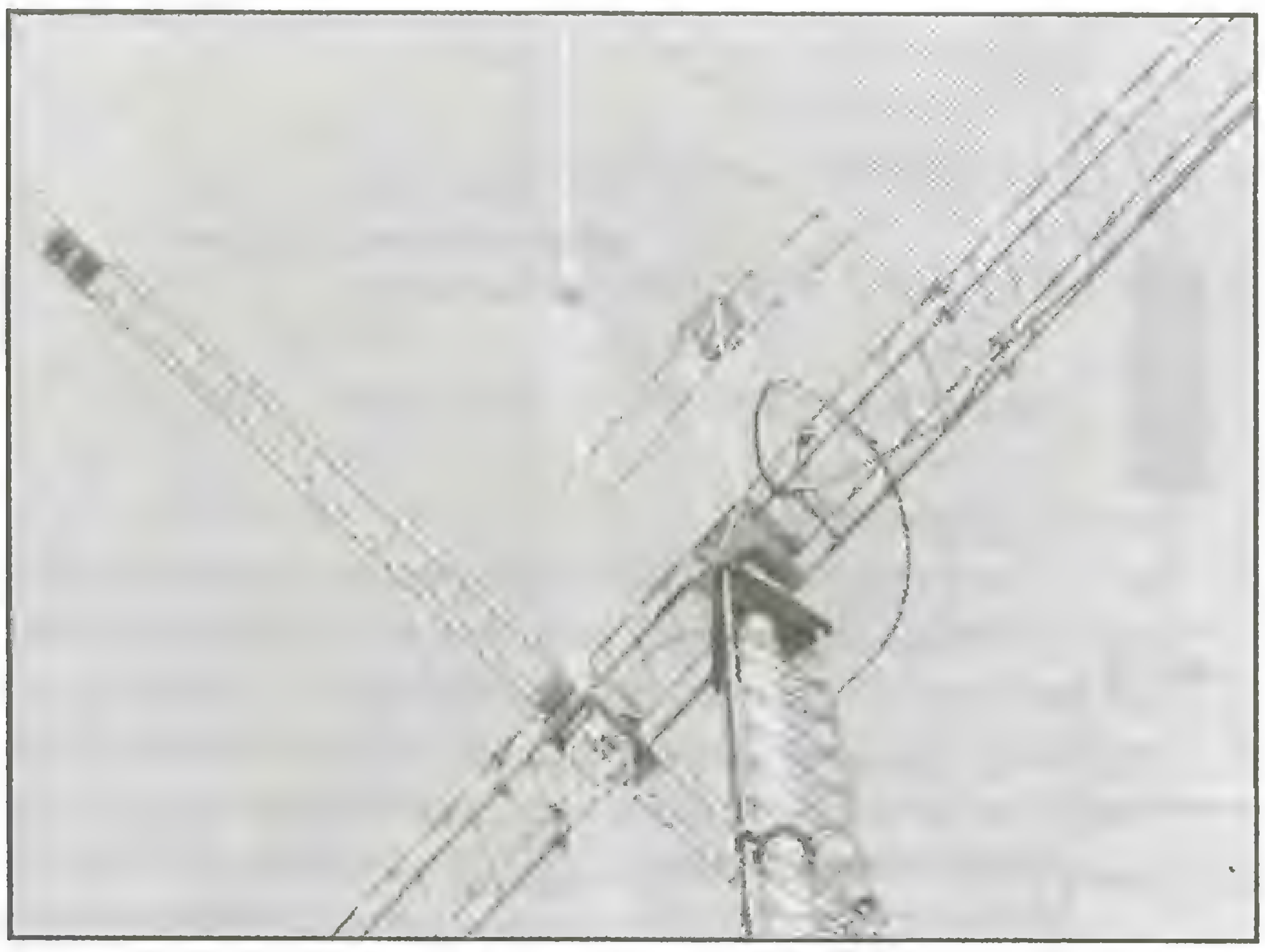


Рис.13.102. Эта впечатляющая 3-х элементная полноразмерная рамочная антенна диапазона 80 метров, совмещенная с 5-ю элементной рамочной антенной диапазона 40 метров на стреле длиной 26 м (87 футов), установлена на вершине самонесущей 30 м (100 футов) башни у DJ4PT. Антенна была построена DJ6JC.

Для того, чтобы обеспечить доступ к нижним частям пассивных элементов для настройки, на расстоянии точно 13 м от основной башни была установлена другая, высотой 26 м. На вершине этой «малой» башни находится специальная платформа, с которой можно легко производить настройку элементов.

Вес антенны примерно 2000 кг (4400 фунтов). Этот монстр установлен на вершине 30 м самонесущей стальной башни, также построенной DJ6JC.

Поворотный механизм помещен внизу башни, для передачи вращения используется 20 см (8 дюймов) труба с толщиной стенки 10 мм (0.4 дюйма).

4.5. Рамочная антенна диапазона 40 метров W6YA.

Джим МакКук, W6YA, живет в довольно обычном пригороде QTH. Его соседи и семья привыкли к одной подъемной мачте (Tri-EX LM-470), на которой ему приходится устанавливать все его антенны. Джим имеет 4-х элементные антенны Уда-Яги на 10, 15, 20 и трех диапазонный диполь WARC. МакКук заставил их работать на 9 диапазонах.

Для 40 метрового диапазона, Джим удлинил стрелу 12 м антенны диапазона 20 метров до длины 14.5 м. На концах стрелы он установил стеклопластиковые штанги, которые поддерживают две перевернутые дельта-рамки, разнесенные на 6 м. Одна из рамок настроена как рефлектор (длиннее на 3%). Активный элемент питается через отрезок кабеля RG-11 длиной ¼ λ (75 Ом). Дельта-рамки поддерживаются туго натянутыми с помощью двух дополнительных штанг внизу. Такая сборка свободно висит, поддерживаемая только проводами рамок. Конструкция вращается вокруг башни во время поворотов. Верхняя горизонтальная часть слегка провисает (почти на 2 м!), чтобы уменьшить взаимодействие с антенной Уда-Яги диапазона 20 метров. Такая конструкция работает уже 18 лет, и помогла Джиму связаться на 40 метров со всеми странами, кроме трех! Джим сообщал о значении КСВ, равном 2, в полосе 200 кГц, и защите 15-20 дБ.

Рамка рефлектора имеет «плоскую» длину 14.78 м в верхней части, длину наклонной части с одной стороны 14.32 м и с другой 14.63 м. Такое смещение принято для того, чтобы оставить нижнюю стеклопластиковую сборку свободной от мачты. Рефлектор имеет размеры соответственно 14.78, 15.04 и 15.34 м. Указанные длины соответствуют лучшим характеристикам на частоте 7.020 МГц.

Такая антенна имеет весьма малую ветровую нагрузку. Джим также использует эту конструкцию на диапазонах 80 и даже 160 метров.

На диапазонах 80 и 160 метров Джим замыкает точку питания активного элемента, и запитывает рамку с помощью ее фидера на уровне земли, с использованием соответствующей согласующей схемы. Если вы хотите испробовать такую комбинацию, я бы посоветовал измерить антенным анализатором импеданс в точке питания на 80 и 160 метров, после чего разработать подходящую согласующую схему. Импеданс в точке питания на 80 метров примерно равен 90 + j366 Ом, на частоте 3.8 МГц 120 + j460 Ом, На частоте 1.83 МГц, импеданс, с учетом эквивалентных резистивных последовательных потерь в земле 10 Ом составит примерно 25 – j72 Ом. Подходящая согласующая схема для различных частот показана на Рис.13.104.

Джим восхищается своей 9-диапазонной «на-одной-мачте» антенной системой с модифицированным 30 метровым поворотным диполем, с центральной нагрузкой на 80 метров. Также он собирается применить второй набор нагрузочных катушек для использования того же короткого нагруженного диполя в диапазоне 160 метров (см. главу 7, раздел 25).

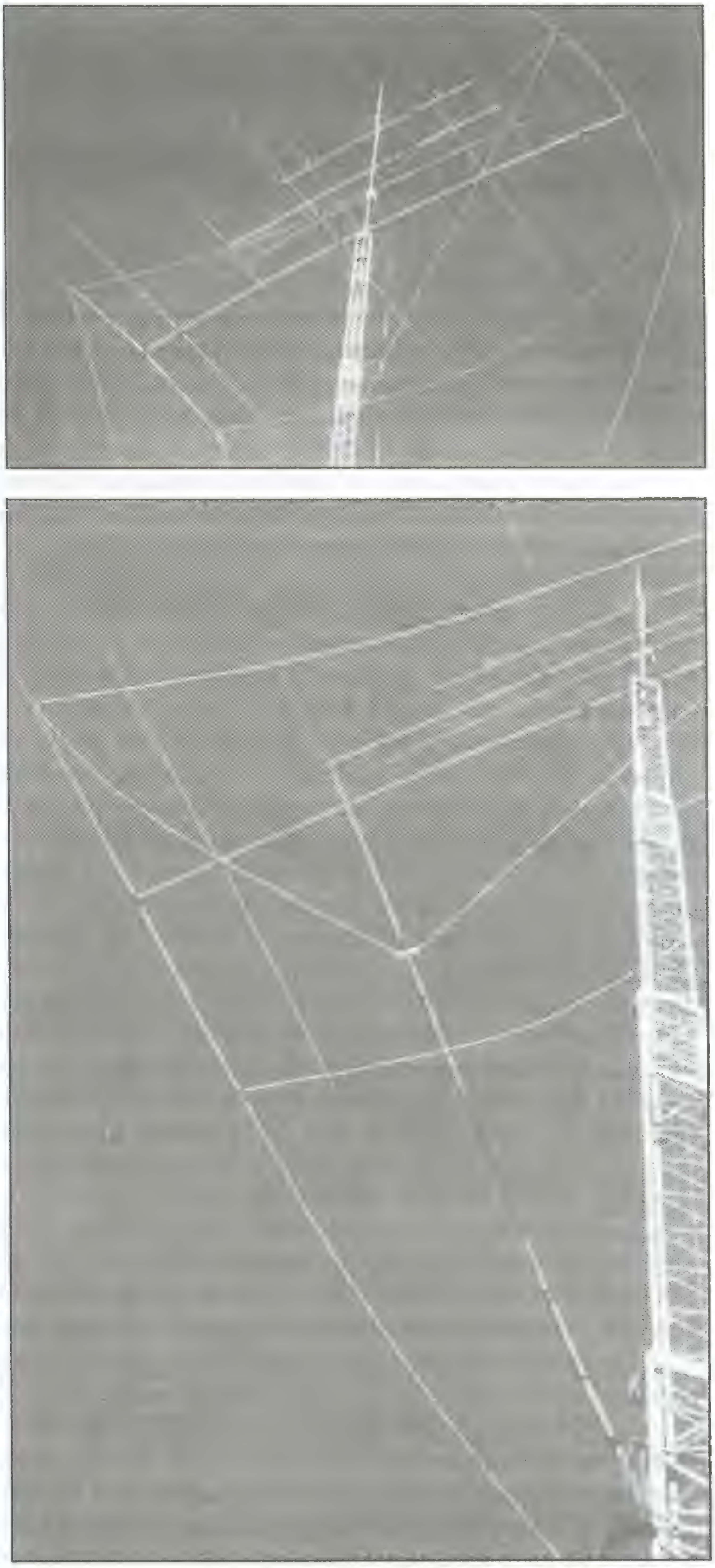


Рис.13.103. Двухэлементная антенна «перевернутая дельта» W6YA. Вершина рамки находится на высоте примерно 21 м. Детали описаны в тексте.

4.6. Рамочные антенны или антенны Уда-Яги.

Я должен согласиться с тем, что имею очень мало опыта работы с рамочными антеннами «из первых рук». Но, думаю, что могу привести несколько недостатков рамочных антенн в сравнении с антеннами Уда-Яги.

- С антеннами Уда-Яги можно добиться намного более лучшего подавления (отношения переднего/заднего излучения).

- Рамочные антенны трехмерны; вы не можете собрать их на земле, а потом поднять краном для установки на башню. Вместо этого вы должны проделать много сборочной работы в воздухе.

- Провода будут рваться.

- Это неэффективная работа с точки зрения использования материалов: все металлические конструкции не являются элементами антенны, а используются только как поддерживающие.

- Что касается электрических характеристик, то хорошо настроенная рамочная антенна должна превосходить антенну Уда-Яги при той же длине стрелы, по крайней мере, в усилении. Разница составляет от долей дБ до 1 дБ максимум, что является более академическим, чем практическим преимуществом.

Для того, чтобы предотвратить обледенение антенны, по рамке можно пропускать ток (переменный или постоянный). Напряжение должно быть подобрано так, чтобы поднять температуру провода на достаточный уровень.

Фактически, большинство антенн, используемых на низкочастотных диапазонах – это антенны Уда-Яги. Это говорит о том, что механические вопросы более трудны для решения у рамочных антенн, нежели у антенн Уда-Яги.

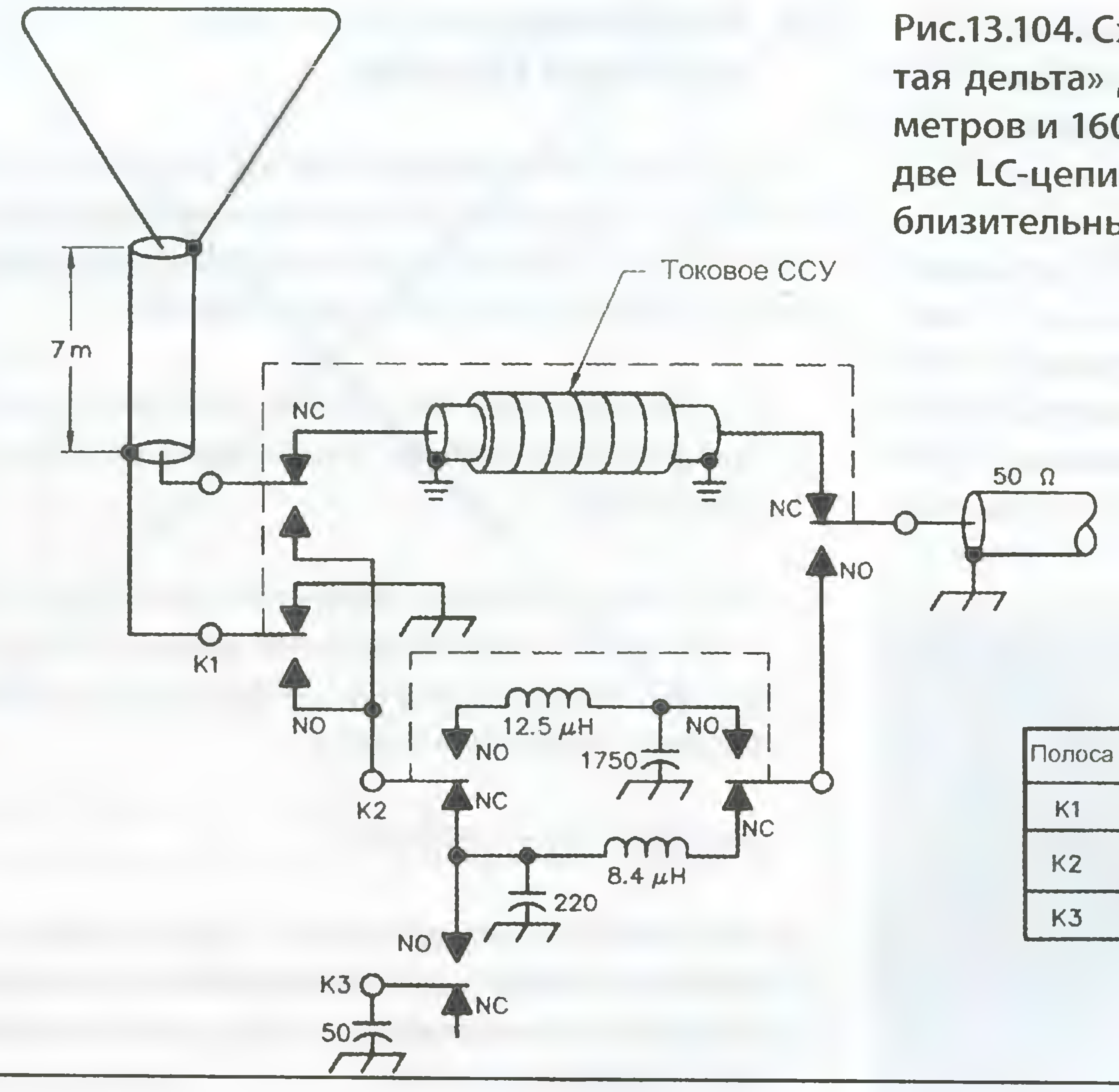
5. Покупка коммерческой антенны УДА-ЯГИ низкочастотного диапазона.

5.1. Антенны Уда-Яги диапазона 80 метров.

Антенны с линейными нагрузками.

Насколько я знаю, на сегодняшний день нет производителей, которые предлагали бы полноразмерные поворотные антенны Уда-Яги диапазона 80 метров. В основном имеются укороченные 2-х и 3-х элементные антенны с линейными нагрузками, которые разработал еще 20 лет назад Майк Стал, K6MYC для KLM. Это видно по примерам, которым следуют как домашние строители, так и коммерческие производители. Сегодня антенны с линейными нагрузками диапазона 80 метров продает не только KLM, но и M-Sqare, новая компания Майка, и Force-12.

Рис.13.104. Схема питания активной рамки «перевернутая дельта» диапазона 40 метров при ее работе на 80 метров и 160 метров, как вертикальной. Используются две LC-цепи. Приведенные значения элементов приблизительные.



Полоса	40	75	80	160
K1	O	X	X	X
K2	n.a.	O	O	X
K3	n.a.	O	X	n.a.

O = Разомкнут
X = Замкнут
n.a. = Не имеет значения

Преимущества этих конструкций давно известны. Единственным «врожденным» недостатком, по-видимому, является некоторая жертва в превосходной направленности, вызванная излучением от наклонных нагрузочных проводов (см. раздел 3.7.1).

Механические вопросы.

При принятии решения о покупке антенны тщательно ознакомьтесь с механической стороной конструкции. От этого зависит, будет ли ваша антенна надежной или нет. Должен признать, что я по-настоящему пугаюсь, когда вижу, как изготовлены некоторые антенны. Я видел антенны диапазона 80 метров, у которых стрела имеет стенки, более чем в два раза тоньше, чем у моей антенны диапазона 40 метров. Я видел, как простая алюминиевая пластина толщиной всего несколько миллиметров крепится несколькими обычными заклепками к стреле, и предполагается, что эта конструкция надежно удержит элемент длиной 25 м. Я очень сомневаюсь, что эти антенны могут вообще устоять в ветреных районах. На моей станции они не выдержали бы и одной зимы. Механические детали конструкции чрезвычайно важны для обеспечения долговечности антенны диапазона 80 метров. Таким образом, если вы решили истратить большие деньги, то тратьте действительно хорошие деньги и очень тщательно изучайте механику. Антенна, построенная, чтобы выдерживать сильный ветер и большое обледенение, неизбежно будет состоять из большего количества алюминия, чем «бумажная» антенна, которая не выдержит ветер и 90 км/ч. Алюминий стоит денег. И это цена за хорошую механическую конструкцию, и тут нет двух путей.

В качестве примера, для 3-х элементной антенны диапазона 80 метров KLM называет массу 122 кг, а Force-12 для такой же антенны приводит данные в 160 кг. Сравните это с описанной выше 3-х элементной антенной диапазона 40 метров, которая весит почти в два раза больше, и вы поймете, что это антенны из двух разных миров. Документация производителя утверждает (80M-3. rev 9-9-92), что элементы построены в расчете на скорость ветра 160 км/ч.

Я знаю, что для постройки полноразмерной антенны диапазона 40 метров, которая выдержит скорость ветра 160 км/ч (плюс порывы до 30%), потребуется 45 кг алюминиевого сплава 6061-T6. Я очень сомневаюсь, что 3-х элементная антенна Уда-Яги диапазона 80 метров, элементы которой на 20% длиннее, чем рефлектор антенны диапазона 40 метров, может весить 120 кг.

Я смоделировал элементы антенны KLM 80M-3. чтобы оценить максимально допустимую для них скорость ветра. Механические данные элементов были взяты из руководства по сборке 80M-3. Безопасная скорость ветра превратилась в 90 км/ч, исключая 30% запас на порывы. На Рис.13.105 показаны результаты анализа напряжений в элементах, которые указывают на весьма несбалансированную конструкцию. В то время, как секции 2 (внешний диаметр 2 дюйма) нагружены почти до предела, следующие 3 секции несут нагрузку всего в 60% от максимальной. Концевые секции нагружены всего на 25%. Это не обязательно означает, что антенна разрушится при скорости ветра 90 км/ч, так как расчет сделан для ветра, дующего под прямым углом к элементам. Ориентация стрелы перпендикулярно ветру снимает нагрузку с элементов, и если усиление стрелы выполнено должным образом, то антенна выдержит скорости ветра и выше 90 км/час. Используя методику, которую описал Лисон в своей книге [964], секции 2, 3 и 4 должны быть усилены с помощью техники «двойной стенки», что повысит максимальную скорость ветра до 123 км/ч. В любом случае, для центральной 3-х дюймовой секции нужно использовать боковые оттяжки. Для этого потребуются короткие удлиняющие надставки на стреле.

На Рис.13.106 мы видим 80 метровую антенну KLM, смонтированную на вершине телескопической башни у K7EG. Единственным средством, которое может защитить антенну от разрушения при высоких ветровых нагрузках во время шторма, является использование моторизованной телескопической мачты, с помощью которой антенна опускается на минимальную высоту.

Бен Меллер, OZ8BV, проделал множество экспериментов с 3-х элементной антенной KLM, и пришел к выводу, что любой шторм на станциях балтийского побережья разбивает антенну на куски. В конце концов, Бен построил свою собственную полноразмерную 3-х элементную антенну, элементы которой были рассчитаны с помощью модуля ELEMENT STRENGTH программы YAGI DESIGN SOFTWARE. Антенна работает уже более 10 лет и выдержала не один балтийский шторм без всяких последствий (см. Рис.13.45 и 13.46).

Низкие потери.

Очень интересный момент обнаружил W6ANR. Часто слабым местом является ухудшение электрических контактов. Контакты с потерями ухудшают как усиление, так и форму диаграммы направленности антенны. При сборке антенны следует использовать хорошую контактную смазку, винты Паркера и термоусадочные трубки. Убедитесь, что все это проделано для предотвращения коррозии и на линейных нагрузочных проводах.

Высокодобротные нагрузочные катушки.

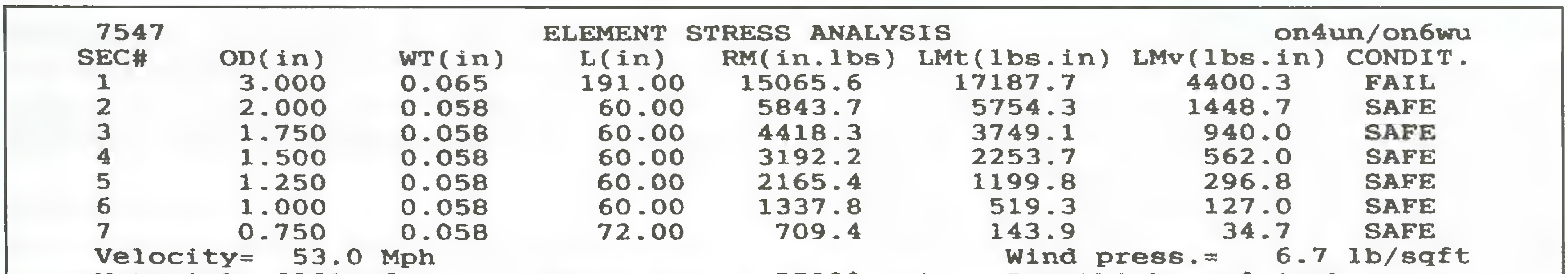
Мы также обнаружили, что антенны с высокодобротными нагрузочными катушками позволяют достигнуть лучшей направленности в сравнении с (неизбежно) излучающими наклонными нагрузочными шлейфами. Сегодня высокодобротные катушки, описанные в разделе 3.7.1. продает компания Ionic Wave.

Насколько я знаю, единственной компанией, производящей укороченные антенны с нагрузочными катушками диапазона 80 метров, является Creative Design, Co. Ltd. В ее 3-х элементной конструкции используется два активных элемента в конфигурации ZL (сдвиг по фазе 1350). Расстояние между элементами 1/8 λ (9 м). Элементы имеют 24 м в длину (примерно 62% от полного размера), нагрузка выполнена с помощью высокодобротных катушек и небольшой емкостной накладки, примерно на 2/3 длины элемента. В центре элементы также нагружены шпилечной катушкой, которая позволяет производить точную настройку фазирующей линии и фидерной линии. Антенна весит «всего» 80 кг. Это очень популярная конструкция в Японии. Однако, судя по ее весу, это не та антенна, которую можно применить там, где я живу.

Усиление.

Будьте очень осторожны при сравнении опубликованных данных об усилении. Единственная вещь, которой можно верить, это данные о КНД в свободном пространстве. Однако, продавцы и маркетологи всегда норовят раздуть эти невысокие значения и добавить к ним усиление за счет отражения от земли, которое может дать увеличение на 6 дБ, в зависимости от качества земли и высоты подвеса антенны. Не позволяйте себя одурачить!

Я воздержался от опубликования перечня коммерческих низкочастотных антенн, так как опасаюсь, что могу



```
   7547                             ELEMENT STRESS ANALYSIS                   on4un/on6wu
  SEC#     OD(in)     WT(in)     L(in)    RM(in.lbs) LMt(lbs.in) LMv(lbs.in) CONDIT.
   1        3.000     0.065     191.00    15065.6      17187.7       4400.3     FAIL
   2        2.000     0.058      60.00     5843.7       5754.3       1448.7     SAFE
   3        1.750     0.058      60.00     4418.3       3749.1        940.0     SAFE
   4        1.500     0.058      60.00     3192.2       2253.7        562.0     SAFE
   5        1.250     0.058      60.00     2165.4       1199.8        296.8     SAFE
   6        1.000     0.058      60.00     1337.8        519.3        127.0     SAFE
   7        0.750     0.058      72.00      709.4        143.9         34.7     SAFE
   Velocity=  53.0 Mph                                   Wind press.=   6.7 lb/sqft
   Material= 6061-T6            Tens. str. = 35000 psi   Ice thickn.= 0 inch
   Rope     = YES               Ele. weight=  42.5 lbs   El.windload= 121.0 lbs
   Pr. area= 2154 sq.in         Half el.lgt= 563.0 inch  El. sag     = 103.5 inch



   7547                             ELEMENT STRESS ANALYSIS                   on4un/on6wu
  SEC#     OD(in)     WT(in)     L(in)    RM(in.lbs) LMt(lbs.in) LMv(lbs.in) CONDIT.
   1        3.000     0.065     191.00    15065.6      30667.3       5738.9     FAIL
   2        2.000     0.110      60.00    10241.8      10239.8       1846.3     SAFE
   3        1.750     0.110      60.00     7655.9       6580.7       1104.6     SAFE
   4        1.500     0.110      60.00     5447.7       3898.2        600.4     SAFE
   5        1.250     0.058      60.00     2165.4       2057.2        296.8     SAFE
   6        1.000     0.058      60.00     1337.8        891.8        127.0     SAFE
   7        0.750     0.058      72.00      709.4        247.6         34.7     SAFE
   Velocity=  74.0 Mph                                   Wind press.=  13.1 lb/sqft
   Material= 6061-T6            Tens. str. = 35000 psi   Ice thickn.= 0 inch
   Rope     = YES               Ele. weight=  52.6 lbs   El.windload= 235.9 lbs
   Pr. area= 2154 sq.in         Half el.lgt= 563.0 inch  El. sag     = 102.8 inch



 If you intend to do a full physical design of a yagi, run each of the yagi
 elements and make a screen dump of the results. You will need the weight data
 as inputs to the BALANCE program.
  1=SPEED  2=GUSTFAC  3=MATER  4=ICE  5=DIM  6=NRUN  7=SECT   H=HELP   X=EXIT
```

Рис.13.105. Анализ максимальной скорости ветра для элементов антенны Уда-Яги KLM диапазона 80 метров. Немодифицированная скорость ветра в 54 миль/час (80 км/ч) обеспечивается боковым усилением внутренней 3-х дюймовой секции. Без этого бокового усиления максимальная скорость еще меньше. Удвоение толщины стенок для секций 2, 3 и 4 повышает скорость до 74 миль/час (112 км/ч), вместе с боковым усилением внутренней секции элемента. Вычисления сделаны согласно стандарту EIA/TIA-222-E, без учета любых дополнительных модифицирующих условий.

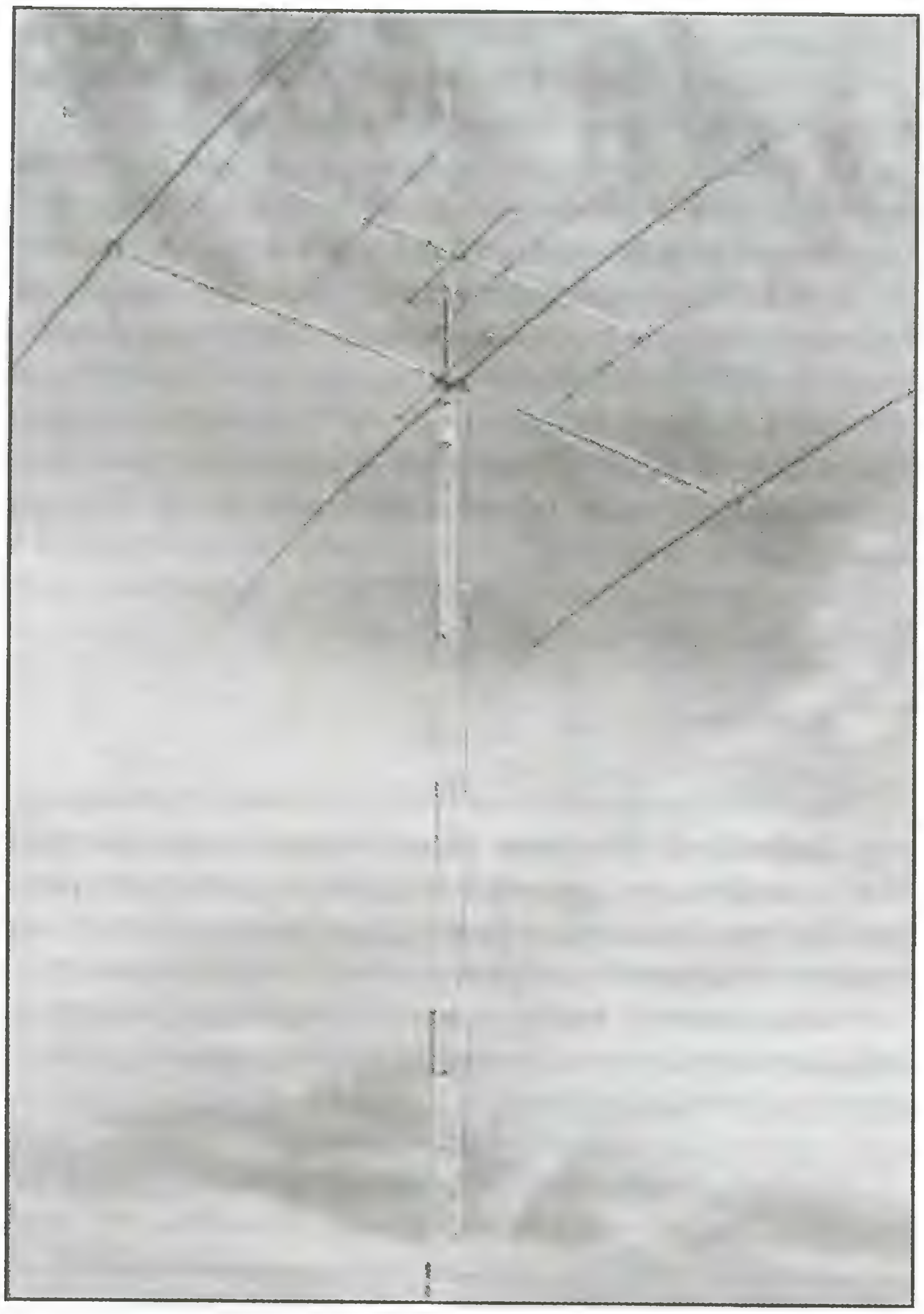


Рис.13.106. Трехэлементная антенна KLM диапазона 80 метров с линейной нагрузкой, расположенная под 4-х элементной антенной диапазона 40 метров с линейной нагрузкой, K7EG. Телескопическая башня показана в полностью поднятом виде (верхнее фото) и опущенная вниз на безопасную высоту для защиты антенны от сильного ветра при шторме (нижнее фото).

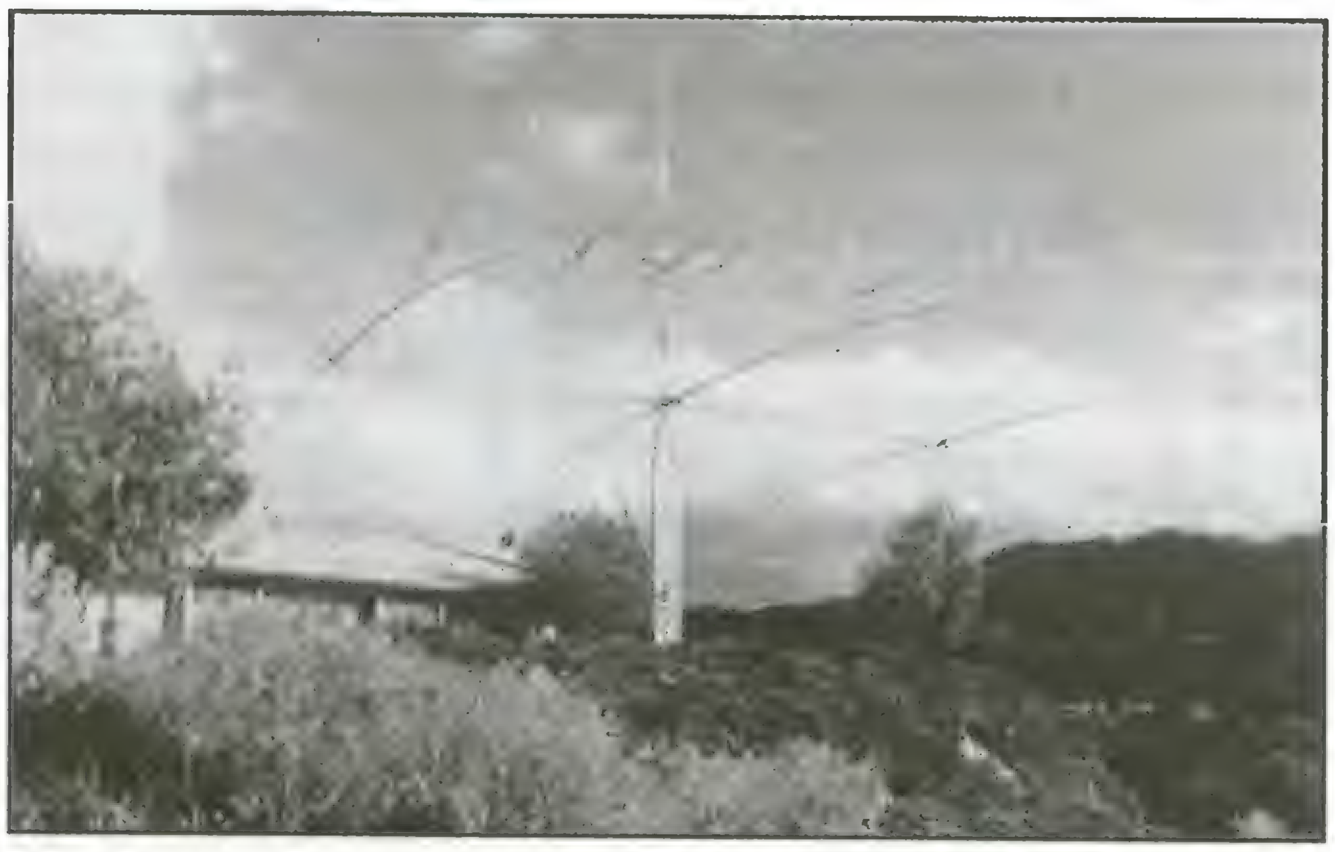


Рис.13.107. Вид с близкого расстояния части 4-х элементной антенны KLM диапазона 80 метров. Ясно видны линейные нагрузки, которые также служат растяжками для центральной части элемента.

перечислить их не все, и это может быть воспринято как проявление предвзятости. Если вы планируете покупать коммерческую низкочастотную антенну, вам следует получить перечень от производителя, а также обратиться к пользователям антенн, или, еще лучше, провести поиск в Интернет.

5.2. Антенны Уда-Яги диапазона 40 метров.

Удивительно, что ни один из главных производителей антенн не рекламирует 2 или 3-элементные полноразмерные антенны диапазона 40 метров! Это к счастью оставляет свободным путь к совершенству для настоящих радиолюбителей и домашних строителей.

Из опроса, который я провел среди более 200 активных и успешных низкочастотных операторов, следует, что около 50% их использует поворотные антенны Уда-Яги разных типов. Наиболее распространены из них следующие:

Cushcraft 40-20CD	32%
Hy-Gain	16%
KLM	9%
Force-12	7%
Mosley	6%

Без сомнения, наиболее популярной низкочастотной антенной Уда-Яги остается Cushcraft 40-20CD диапазона 40 метров. Она демонстрирует наилучшее соотношение цена/качество на рынке укороченных антенн диапазона 40 метров.

Лисон, W6QHS, вычислил максимальную скорость ветра для немодифицированной 40-20CD на уровне 108 км/ч [967]. В этой статье описывается, как повысить максимальную скорость до 150 км/ч при помощи внутреннего усиления стрелы и элементов.

БЛАГОДАРНОСТЬ K2UO.. 2

1. ПРОБЛЕМА. 2

2. СФОРМУЛИРУЙТЕ ДЛЯ СЕБЯ ЦЕЛЬ.. 2

3. ВЕРТИКАЛЬНАЯ ФЛАГШТОКОВАЯ АНТЕННА. 3

4. НАГРУЗКА ВАШЕЙ МАЧТЫ ВЫСОКОЧАСТОТНЫМИ АНТЕННАМИ НА 80 ИЛИ 160 МЕТРОВ.. 5

5. ПОЛОВИННЫЕ НАКЛОННЫЕ АНТЕННЫ.. 5

6. ПОЛОВИННЫЕ РАМКИ.. 5

7. ОЧЕНЬ НИЗКИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДИПОЛИ. 6

8. ПОЧЕМУ НЕНАПРАВЛЕННАЯ АНТЕННА НА ВАШЕМ МАЛЕНЬКОМ УЧАСТКЕ?............ 7

- 8.1. Практически невидимая 40-метровая полуквадратная антенная решетка. 7
- 8.2. Использование 40-метрового половинного квадрата на 80 м.................... 7
- 8.3. 40-метровая продольная решетка проводного типа. 8
- 8.4. И 80-метровая антенная решетка осевого излучения................................ 8
- 8.5. Половинная ромбовидная решетка. 9
- 8.6. Половинная ромбовидная решетка на 80 м. 9
- 8.7. Ромбовидная решетка для 80 м с емкостной нагрузкой.............................. 9
- 8.8. Миниатюрная треугольная рамка для 80 м с емкостной нагрузкой. 10

9. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ. 11

10. МОЩНОСТЬ И РЕЖИМ.. 11

11. ДОСТИЖЕНИЯ. 12

12. ПОСЛЕДНИЙ ВАРИАНТ.. 12

14. РАБОТА С DX НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ С НЕБОЛЬШОГО УЧАСТКА ЗЕМЛИ

Благодарность K2UO.

Эта история, несомненно, близка многим, и могла бы быть близка еще и тем, которые оставили свои попытки, не добившись желаемого результата. Если вы не располагаете большим участком земли или фермой, эта история будет вам интересна. Это история о 160-метровой антенне одного моего очень хорошего друга, George Oliva, K2UO.

Став и продолжая быть страстным Dxer-ом многие годы, и получив звание «Номер Один» по CW, SSB, MIXED, 5BDXCC и пр., я находился в поиске новой цели. Некоторые местные жители начинали с 160 метров, но я решил, что половины акра, которым я располагал, недостаточно для антенны, которая работает на высоких частотах. Мой усилитель не покрывал 160 метров, и моя мачта была довольно эксцентричного типа, таким образом, параллельное питание не работало бы должным образом. И только в 1985 году меня достали WARC частоты, и я решился! Я установил то, что в последствие стали называть бесшумный диполь, волну в полную четверть на 160 метров, не в прямую линию и не слишком высоко в небо. В следующие 36 месяцев я работал с 75 странами на 100 Ваттах и без каких-либо специальных приемных антенн. И хотя большинство этих месяцев нельзя назвать временем успеха, я все-таки справился с 3D8CF, D44BC и даже с VK7BC.

Затем я установил усилитель на 160 метров, и обнаружил необходимость специальных приемных антенн. Тогда я уже мог обрабатывать все, что мог услышать, но знал от местных и кучи людей, что многое я просто не слышал. Я спросил своего «дружелюбного» соседа, можно ли мне провести провод через задний двор его участка, и теперь у меня есть 550+ футовый одиночный провод, подведенный к АнтеннеУвериджа, установленной под 65 градусов. Эта антенна на самом деле потрясающая. Теперь я могу слышать станции, которые я даже не мечтал услышать с «хитрым» диполем.

Хотя я не являюсь в этом деле первопроходцем, я обычно попадаю в наплывы. Я работал с Bouer, Peter I, Heard Island и South Sandwich и теперь сработал с 203 государствами на 160 метрах, конечно, почти все на CW.

Когда другие радиолюбители побывали на моей станции и увидели мои высокочастотные антенны, они были поражены моими результатами. Линия основания всего этого была такова, что вам не нужна супер станция для работы со многими DX на высоких частотах. Все, что вам действительно потребуется для достижения поставленной цели, это немного воображения, изобретательности и упорства, и наслаждайтесь!

Что я мог привести в качестве введения, как не представленную выше историю искушенного Dxer-а на высоких частотах, который не отчаялся, живя в (должен сказать красивом), но самом типичном загородном домике на участке в половину акра. George не использовал свой препятствие QTH в качестве оправдания. Нет, для него это было очередной целью, другой испытание.

Так что не стенайте, если у вас нет миллиона долларов QTH. С таким же успехом вы можете работать на DX на низких частотах. Возможно, вы не будете первопроходцем, но вы получите даже больше удовлетворения от успешного результата, как если бы вы преодолели самое сложное испытание!

Мой хороший друг George Oliva, K2UO, имеет степени BSEE и MSEE и является одним из директоров в Техническом Центре Развития и Исследований Коммуникаций и Электронных Команд Американской Армии в форте Monmouth, New Jersey. Он отвечает за программы исследования и развития на основе информационных технологий. Первую свою лицензию любителя он получил в 1961 г. И работал с нескольких необычных мест, таких как Lord Howe Island, Guernsey, Турции и даже Бельгии. Он является Главным Членом IEEE и имеет несколько патентов.

George не только занимался этим исследованием, он также вызвался написать рецензию к этой главе, за что я ему очень благодарен.

1. Проблема.

Если вы решите продолжать чтение, вы не найдете для себя что-то нового. Но, все-таки, позвольте мне описать синдром типичной загородной антенны.

У вас есть этот замечательный дом, в этом удивительном месте, недалеко от места вашей работы. Но этого места недостаточно для трех мачт и четырех квадратов, которые вы хотели установить, и соседи предпочли бы наблюдать за ростом деревьев, нежели антенн. Да и ваша супруга, хоть и не сказав прямо в лицо, считает, что одной мульти частотной вертикали более чем достаточно. Одна очень хорошая мачта это все на что ваша супруга может быть согласна.

Если вы действительно хотите тягаться с «шишками» на высоких частотах, вам необходимы Yagi. И не просто tribander, а моно частотные Yagi. Хотя на низких частотах вы можете быть относительно конкурентоспособным для более простых антенн. Это хорошо!

2. Сформулируйте для себя цель.

Возможно, вам стоит поставить для себя более реальную для ваших обстоятельств цель. Тогда вы сможете получить удовлетворение. Соревнуйтесь с равными вам соперниками.

Но не смотря на это, есть «фантастические» истории от средних загородных QTH. Вот другой пример настойчивости или одержимости:

> *«Я был молодым инженером на IBM, только что иммигрировавшим из Европы и жившим до 1986 г. в пригороде Торонто, в городке на участке в 46*120 футов, окруженный домами, TVI, шумом линии электропередачи и мерзкими соседями. Сначала у меня была 65-футовая самодельная мачта TV tiltover, с TH6, 402BA и инвертированными вертикалями ($350). Позже я подумал, что нашел клад, когда наткнулся в секонд-хенде на монополь Telrex Big Bertha с антеннами за $1200. Я сконструировал и построил свои собственные антенны (примерно $200 ушло на материалы с барахолки). Я использовал Drake B-line + R4C (примерно $500). Все остальные части станции, усилитель и пр. были сделаны в домашних условиях. Я понял, что мне трудно тягаться в соревнованиях с M/M станциями, и я специализировался на работе на одной частоте. Благодаря этому я получил около 16 мировых рекордов и все моно частотные рекорды Канады с 160 метров через 10 метров в соревнованиях CQWW и WPX…»*

И все это в городке на участке в 24*36 метров! Круто! Это был Юрий Бланарович, VE3BMV, бывший OK3BU, теперь K3BU. Но вы не такой одержимый? Читайте дальше…

В этой книге объяснялось распространение и различные типы конфигураций антенны, и для приемных, и для передающих.

Рис.14.1. Показать невидимую антенну очень просто – достаточно посмотреть в небо. Больше, чем просто небо, на рисунке изображено небо с QTH K2UO, демонстрирующее его длинноволновой профиль и 10/15/20 м квадрат и его красивый дом в лесной части New Jersey. С его невидимым 160-метровым диполем, Джордж работал с 200 странами на самом длинном диапазоне!

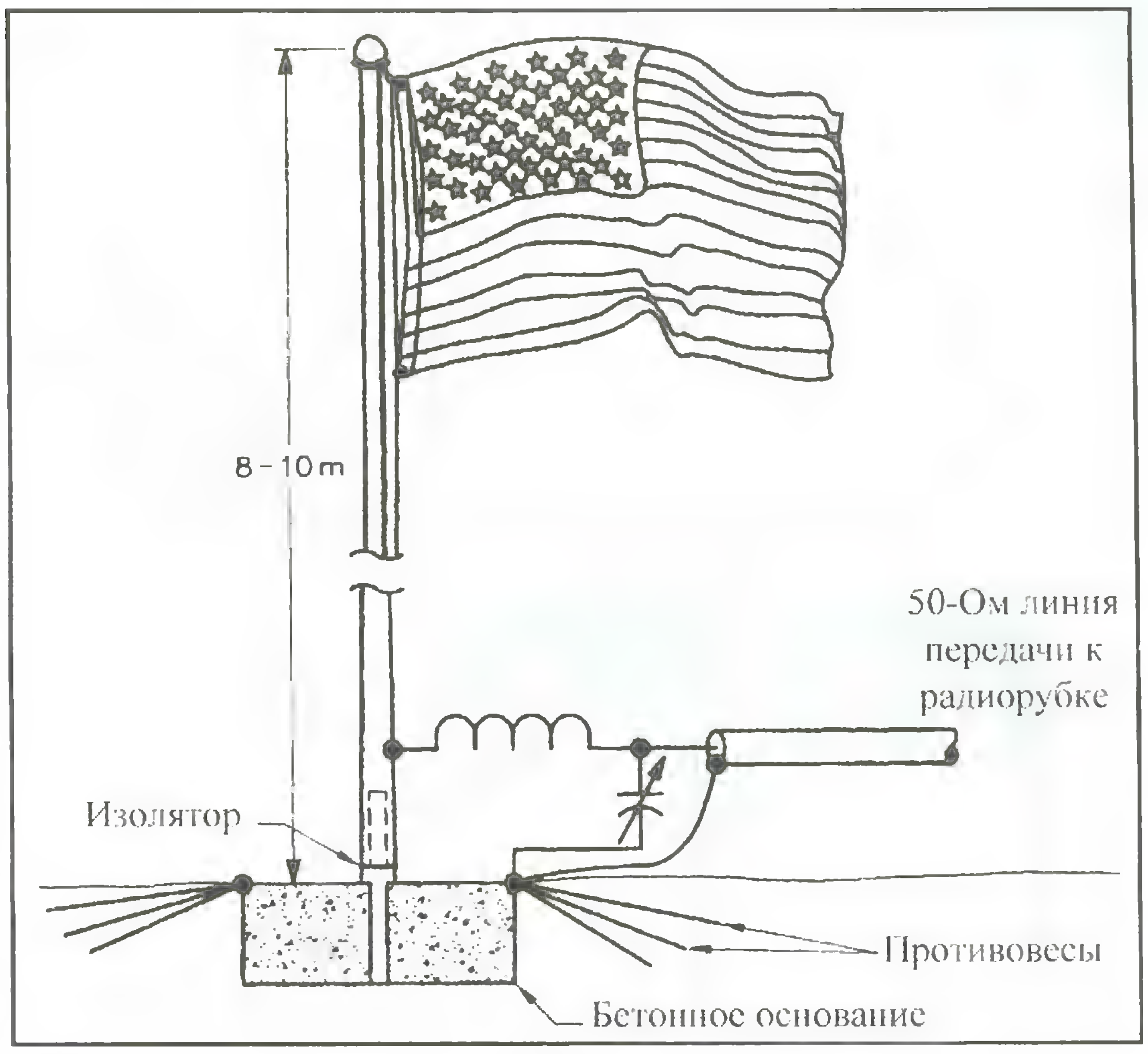


Рис.14.2. 40-метровая флагштоковая антенна. Подойдет любой металлический флагшток длиной от 8 до 10 м. Используйте L-цепь для согласования с 50-Ω линией передачи.

Такие факторы, как коэффициент направленного действия, поляризация, угол распространения, угол и направление входящего сигнала, электропроводность почвы и многие другие факторы влияют на результат работы антенны. И вам самим изучать вашу личную ситуацию, ставить собственные цели и использовать информацию из этой книги вместе с основными техническими законами, для испытания на прочность вашего духа радиолюбителя.

У каждого QTH есть свои ограничения, и вы должны применять свои знания и умения, чтобы оптимизировать вашу станцию в соответствии с вашими целями. Давайте рассмотрим простые, но очень эффективные антенны, которые возможно помогут вам преодолеть некоторые ограничения.

3. Вертикальная флагштоковая антенна.

Вертикальная антенна длиной ¼ λ для 7 MHz представляет собой 10 метровый, действительно очень хороший патриотичный флагшток. Таким образом у вас есть замечательная полно размерная 40 метровая вертикальная антенна. Если шест флагштока сделан из металла, убедитесь, что есть хороший электрический контакт между различными секциями. Если флагшток деревянный, вам придется провести провод по всей длине шеста. Лучше всего использовать небольшие внешние изоляторы, чтобы провод не имел контакта с деревом. Если ваш сосед разбирается в проводах, скажите ему, что это часть системы защитного освещения. Флагшток, являясь вертикальной антенной, нуждается в противовесах, но вы можете скрыть их в земле, таким образом никто не должен быть против. Конечно вам нужно изолировать флагшток от земли. Если флагшток точно резонирует на 40 метрах, вы можете напрямую подключить его к 50 Ом линии питания.

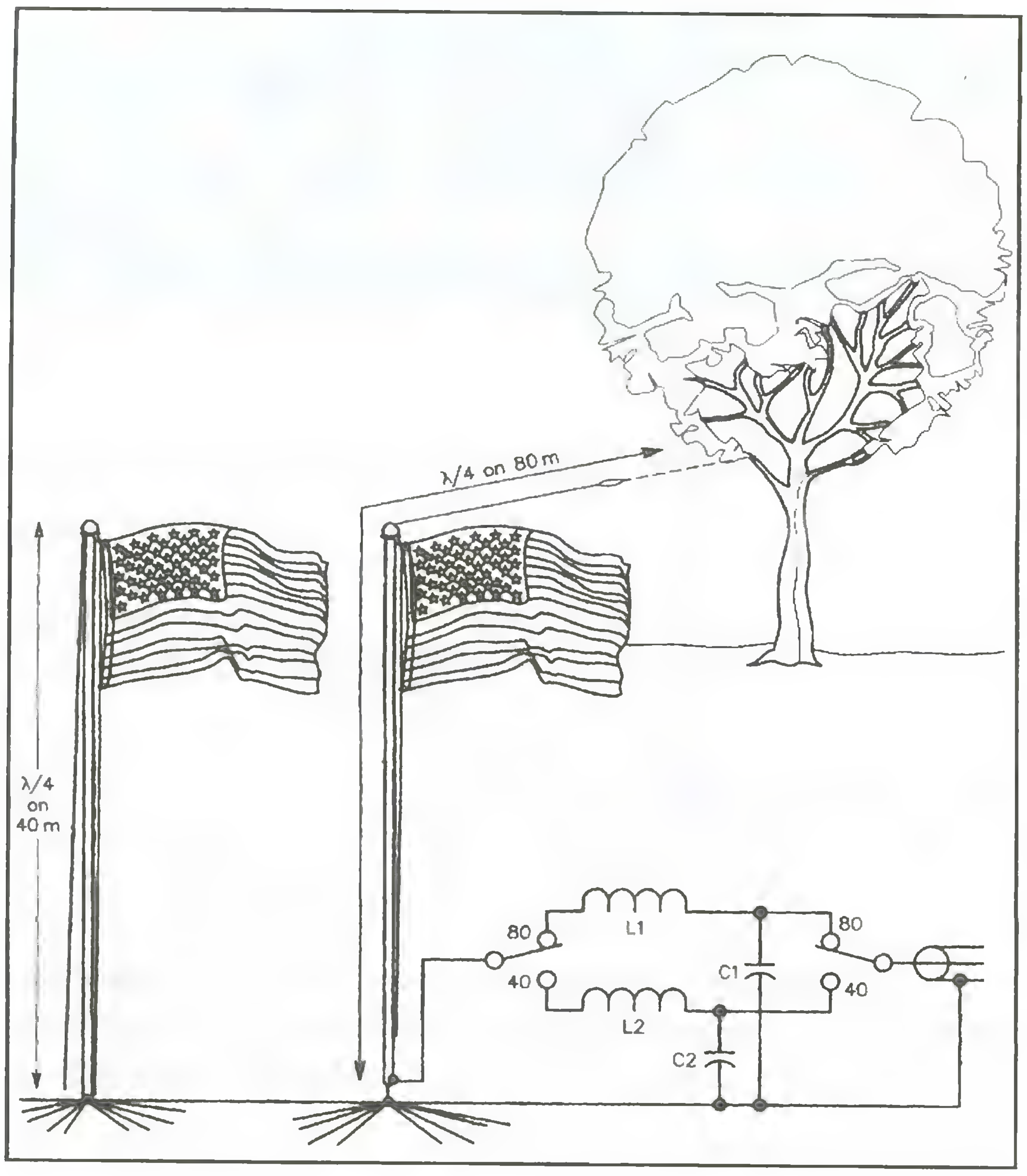


Рис.14.3. К вершине флагштока длиной 8 м присоединен провод длиной приблизительно 13 м. При работе на 40 м провод проходит вдоль флагштока, конец намотан в катушку, которая прикреплена к флагштоку. При работе на 80 м, нагрузочный провод присоединяется в высокой точке (на дереве, крыше дома). Переключающаяся согласующая цепь согласует двух диапазонную антенну с линией передачи.

Если флагшток будет немного короче, вы можете нагрузить его в основании катушкой. L-цепь, как показано на Рис.14-2 будет одновременно нагружать и согласовывать антенну. Для флагштока размером 8 м, типичные значения компонентов (при потерях сопротивления эквивалента земли в 5 Ом) будут равны: C =500 hF L = 2.8 µH. Для флагштока размерами 10метров не требуется никакой согласующей цепи на 40 метров.

А что на счет 80 метров? Вы можете трансформировать 8/10 метровую вертикальную антенну в эффективную инвертированную L ночью, если это должна быть супер бесшумную антенну. См. Рис.14.3. Присоедините верхний конец провода нагрузки к вершине флагштока. При работе на 40 метров или в дневное время, прикрепите верхний провод по длине флагштока (нагрузите нижний конец так, чтобы он не касался земли). Если вы хотите работать на 80 метров, возбудите провод с помощью невидимой нейлоновой рыболовной лески и натяните ее между домом или деревом. Верхний нагруженный провод может быть любым тонким проводом, поскольку едва ли по нему будет идти какой-либо ток (весь ток находится в основе флагштока). Теперь вы все настроены на 80 метров.

Для этой 40/80 метровой флагштоковой антенны (с 8 метровым флагштоком) типичным значением компонента L-цепи для 80 метров будет: L1 = 1.1 µH, C1 = 1100 pF.

Если ваша вторая половина или соседи не будут возражать против постоянного тоненького провода проведенного из вершины флагштока (возможно, они его никогда не видели) к 40-метровой ловушке на вершине флагштока. Чтобы замаскировать его используйте свою фантазию. Подходящие ловушки описаны в главе 9, разделах 6.5.1 и 6.7.1.

Для более или менее эффективной 160 метровой антенны вам понадобится по крайней мере 15 м вертикального провода. А вы видели деревья в дальнем углу вашего участка? Их можно использовать в качестве опор. Возможно, вам нужно немного потренироваться с луком и стрелами, но если вы сможете забросить и намотать вокруг деревьев нейлоновый провод, вы уже можно сказать практически установили 160 метровую антенну. Если вы используете инвертированную BC-Trapper (глава 9, раздел 6.7.1) L или T-антенну, вы можете использовать вертикальную антенну с опорами в виде дерева на 40, 80 и 160 метров. И ваши соседи вряд ли обнаружат ее! Не забывайте, что для этой антенны нужна хорошая система противовесов. Вы можете установить их ночью…

Не забывайте, что открытые концы антенны всегда находятся под очень высоким напряжением. Если будете протягивать внешние концы этих проводных антенн сквозь листву к дереву, лучше всего использовать провод с изолятором из тефлона. Это поможет предотвратить возгорание вашего дерева. И кстати, все эти провода не обязательно должны быть идеально горизонтальными или вертикальными. Наклоны до 20° не дадут заметного ухудшения результата работы антенны!

Вы конечно можете купить антенну, и потратить много денег за большие потери. Вместо этого используйте ваше воображение, и ваши мозги для работы, вместо вашего бумажника!

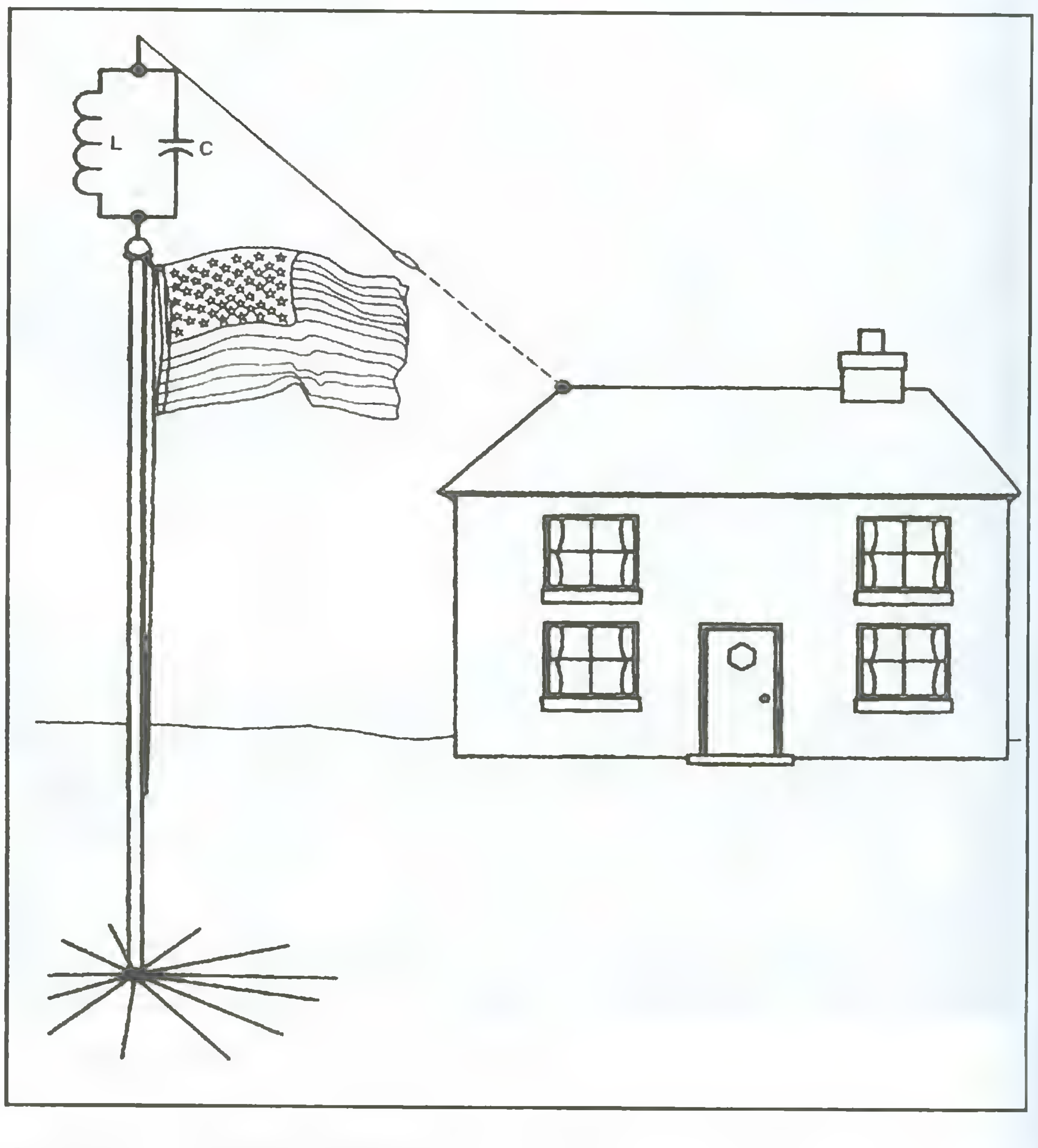


Рис.14.4. С 40-метровым трапом, установленным на вершине флагштока, вы можете работать для 80 метров с постоянно присоединенным нагрузочным проводом. Она может быть направлена в сторону дерева, дома или любой другой доступной опоры.

4. Нагрузка вашей мачты высокочастотными антеннами на 80 или 160 метров.

Если у вас есть мачта с одной или более ВЧ или СВЧ Yagi, вы можете сделать из нее эффективную вертикальную антенну на 80 или 160 метров. Мачта примерно 15 метров в высоту с простым tribander даст вам правильную величину нагрузки чтобы сделать из нее превосходную 80-метровую вертикальную антенну.

Для 160 метров вам понадобится мачта немного выше, но начиная с18 м соразмерная антенна tribander даст вам приблизительно 70° электрической длины на 160. См. главу 9, раздел 6.8.

Если мачта закреплена оттяжками, убедитесь, что провода оттяжки разбиты на короткие секции. Короткие означает длиной приблизительно ¼ λ. Лучше все таки использовать диэлектрический трос оттяжки, такой как Phyllistran (Kevlar).

Если вы используете необычную матчу, лучше всего протягивайте твердый медный кабель по всем секциям (подойдет старый коаксиальный кабель), поскольку диэлектрический контакт между секциями может быть не очень хорошим. Если сомневаетесь, залезьте на мачту и измерьте сопротивление.

Настоятельно рекомендую проводить кабеля внутри мачты на протяжении всей длины до земли, и проводить их под землей к дому; иначе будет очень тяжело разъединить эти кабели.

Не забывайте, что для этих параллельно нагруженных мачт требуется хорошая система заземления. Устанавливайте насколько можно больше противовесов во всех возможных направлениях. Не очень волнуйтесь, если мачта находится рядом с домом – вы можете потерять пару децибелов в этом направлении, и все.

5. Половинные наклонные антенны.

Про половинные наклонные провода было написано в главе 10, раздел 6. Эти антенны очень популярны среди тех, у кого есть мачты с вращающейся антенной, и кто хочет, чтобы она работала на 80 метров. Для 160-метровой наклонной антенны для хорошей работы вам потребуется мачта примерно в два раза выше. Не забывайте, что это не наклонный провод, который дает большую часть излучения, это вертикальная мачта. Наклонный провод работает в качестве резонирующего противовеса для линии питания для отталкивания. Как и с вертикальными антеннами, эффективность наклонных антенн будет зависеть в первую очередь от того, какая система противовесов используется.

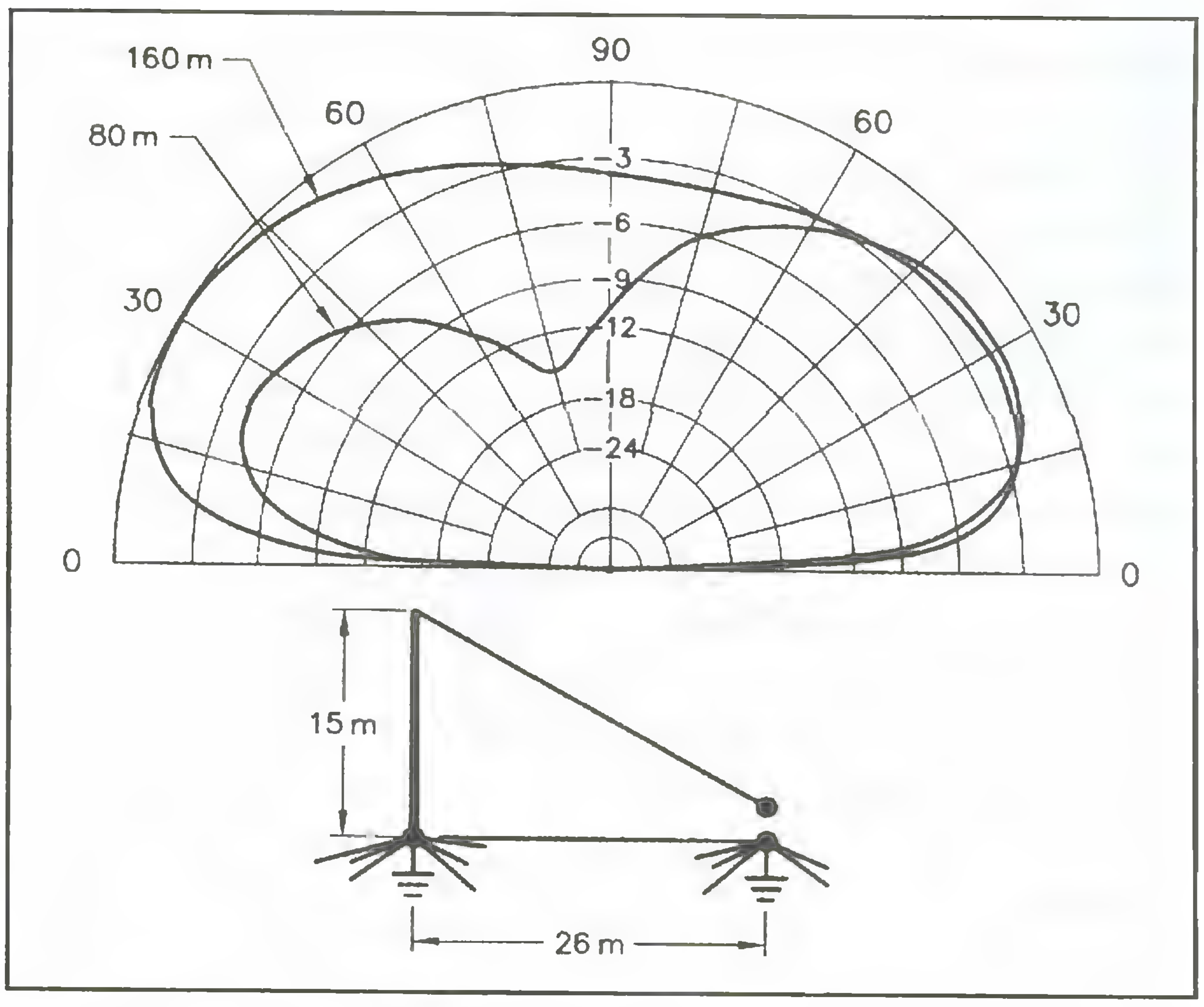


Рис.14.5. Вертикальная диаграмма направленности для половинной наклонной антенны для 80 и 160 м.

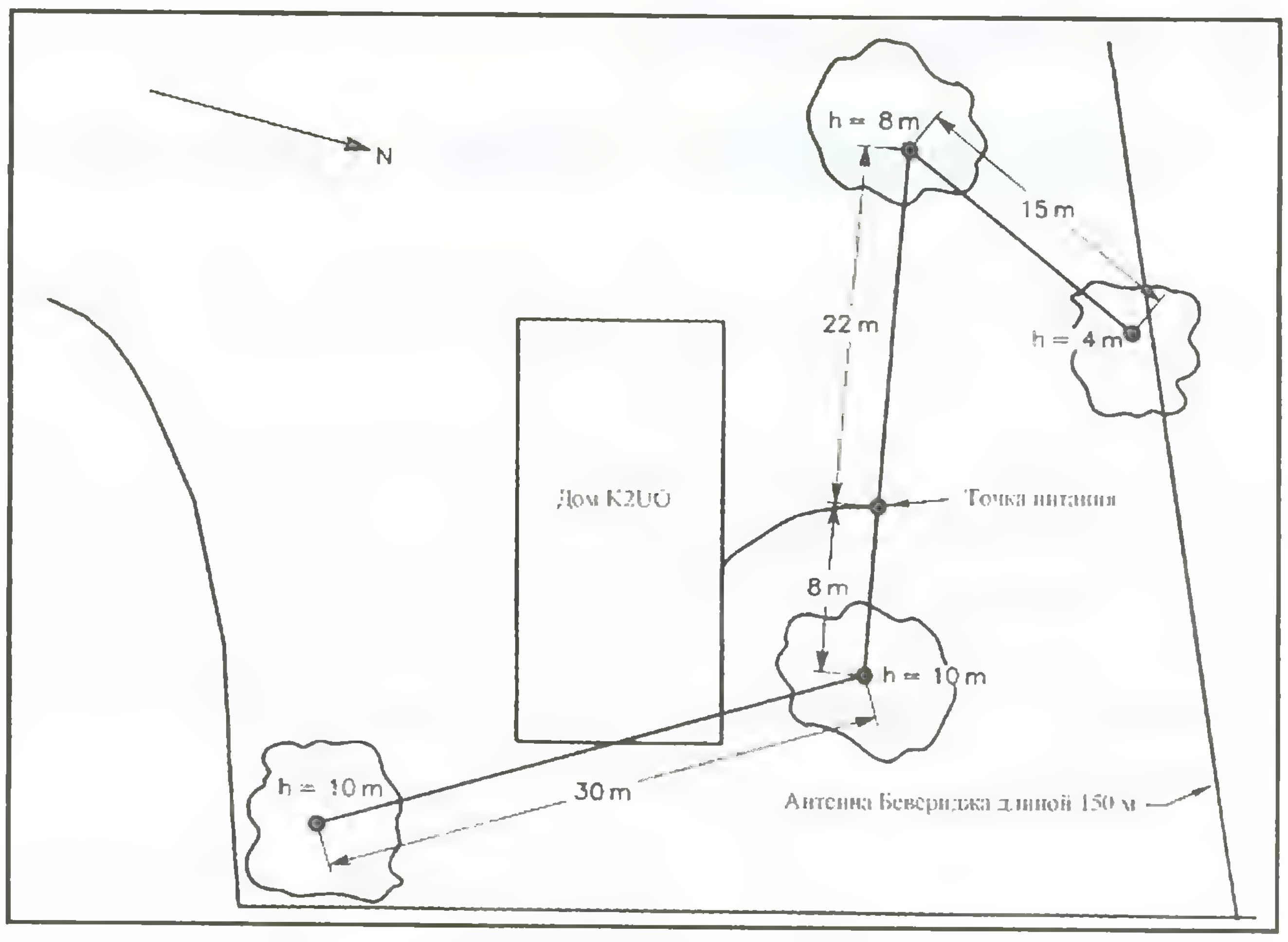


Рис.14.6. Вид сверху на 160 метровый невидимый диполь K2UO. Диполь полностью поддерживается с помощью деревьев, и ни в одной точке не превышает высоту в 10 м!

Не используйте наклонные провода в различных (переключаемых) направлениях. Поскольку наклонный провод излучает только малую часть общего поля излучения, это усилие было бы напрасным.

Как и с мачтами с параллельным питанием, все кабеля, протянутые к вершине мачты должны пролегать внутри мачты, и под землей до будки, чтобы максимизировать RF разъединение.

6. Половинные рамки.

Половинные рамки описаны в главе 10, раздел 5. Половинная антенна, с питанием в наклонном проводе, кажется привлекательной антенной в условиях ограниченного пространства. Дерево высотой 15 м может быть опорой для вертикального провода, и из вершины можно провести наклонный провод до будки или другого удобного места. Если мы используем наклонный провод длиной 26 м, антенна будет резонировать при 3.5 МГц, и будет иметь входное сопротивление от 60 до 75 Ом, хорошее для прямой подачи питания к передатчику. Для того, чтобы она работала при 3.8 МГц, укоротите общую длину антенны приблизительно на 3 м, или просто подключите питание через тюнер антенны или L-цепь. Эта антенна будет также хорошо работать на 160 м. Тем не менее, ее входное сопротивление будет очень высоким. Лучше использовать систему питания в виде параллельно настраиваемой цепи, как показано на Рис.12.19 в главе 12. Нет необходимости говорить, что точка питания находится под очень высоким RF напряжением, и необходимо принять меры предосторожности, чтобы предотвратить случайное прикосновение к антенне в точке питания. На Рис.14.5 показаны диаграммы направленности для этой половинной рамки на 80 и 160 м. На 80 м. антенна показывает некоторую направленность, приблизительно 4 dB в пользу направления наклонного провода.

И опять же, для этой антенны требуется хорошая система заземления, на обоих концах соединения с землей.

7. Очень низкие высокочастотные диполи.

Говорят, что очень низкие диполи (до 10 м) хороши только в качестве приемных антенн. Так ли это?

На Рис.14.6 показана схема K2UO Зиг-Заг диполя для 160 м. Когда вы прогуливаетесь по его участку, вы едва ли заметите провод. Это настоящая бесшумная антенна, но она дает George 200 стран на высшей частоте. И это не только «услышанные» страны, но рабочие и подтвержденные сигналы!

В этой книге я описал высокие диполи, как эффективные мало-угловые излучатели. Для того, чтобы конкурировать с вертикальными антеннами на действительно малых углах, диполь должен быть по крайней мере высотой 0.5 λ. Я думаю, мы вряд ли найдем такие высокие антенны на типичном пригородном участке. Но низкие диполи могут функционировать довольно хорошо на низких частотах. Антенна K2UO является стоящим подтверждением для таких низких диполей.

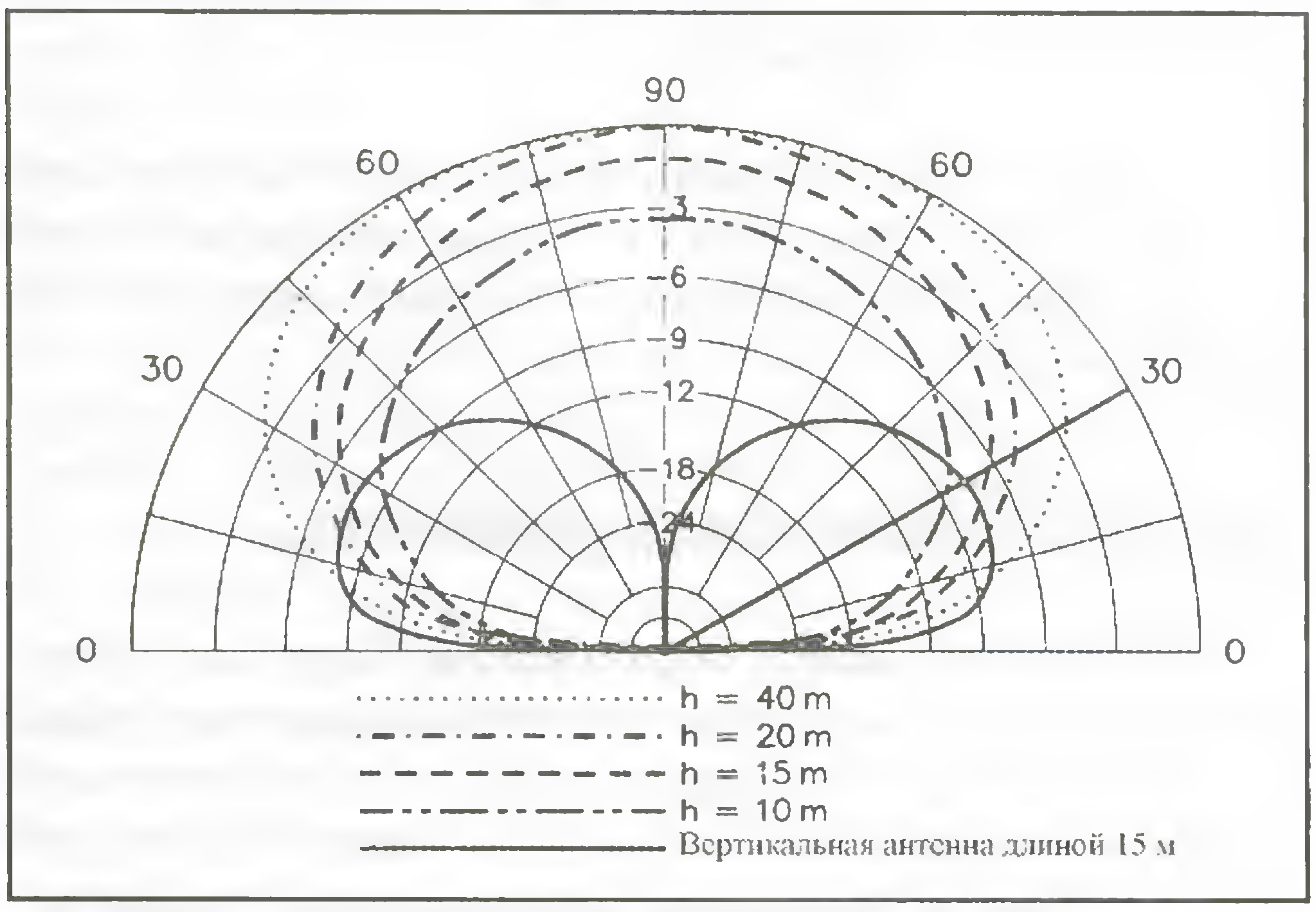


Рис.14.7. Вертикальные диаграммы направленности диполей на различных высотах в сравнении с короткозамкнутой вертикальной антенной длиной 15 м с резистивными потерями земли в 5 Ом.

На Рис.14.7 показаны вертикальные диаграммы направленности низких диполей λ/2, в сравнении с вертикалями длиной 15 м ($R_{rad} = 17\Omega$) с вполне удовлетворительной системой противовесов ($R_{loss} = 5\Omega$). 160-метровый диполь высотой между 10 и 15 м дает такой же сигнал как и наша вертикальная антенна (с которой мы сравниваем) (+/- 1dB) под углом 30°, что может удивить. Под очень малыми углами (10°) вертикальная антенна будет на 13 dB лучше диполя высотой 10 м. На Рис.14.8 показан коэффициент направленного действия различных антенн для углов 10, 20, 30 и 40°.

Из диаграмм на Рис.14.7 мы видим, что есть большое различие при больших углах. Длинноволновой диполь будет намного лучше вертикали для локального покрытия, но это означает также, что сигналы от «локальных» станций будут намного сильнее, чем от вертикали. Хотя диполь может иметь большое преимущество в снижении шума (который вертикально поляризован), недостатком является производство очень сильных сигналов принимаемых под большим углом.

Еще большей неожиданностью может быть то, что мы поняли, что не все (хотя большинство) DX на высоких частотах работают под очень малым углом. Мы знаем, что особенно на 160 м, расширение серой линии при восходе или закате солнца всегда соответствует оптимальному углу излучения, который гораздо больше, и это определенно это было бы преимуществом для низкого диполя. Таким образом, вы можете «обскакать» даже антенных суперменов с их супер низко угловыми антеннами, используя диполь типа K2UO!

Я бы хотел подчеркнуть, что очень важно держать центр антенны насколько возможно выше и открытее. Концы просто являются накопителями емкости, они производят очень небольшое излучение, так что вы можете согнуть и спрятать их, без значительного ухудшения работы антенны. Если у вас нет комнаты для размещения прямого диполя 80 метров длиной (а у кого она есть?), не говоря уже о нагрузке его с помощью катушек, или использовании диполя типа W3DZZ, тогда просто загните концы. Это намного лучше, и даст меньшие потери по сравнению с обычными потерями катушек.

Что установлено для 160 м, то конечно же подойдет и для 80 м.

K2UO не один, получивший успешный результат с низкими диполями. Недавно я прочитал похожее исследование, написанное Ivo, 5B4ADA (ранее HH2AW):

> *«Высота моей 160-метровой антенны составляет 1/10 λ (вершина инвертированной V находится на расстоянии 16.5 м над землей, концы провода – на 1.5 м над землей). Теоретически, она излучает в основном на RF, но я также могу работать с USA, JA, VK, освобожденным XW30 накопителем и пр. У меня есть провод длиной 57 м на Гаити на бамбуковом шесте на расстоянии 10 м на д землей. Работали многие станции США и Западной Европы на 160 м. Не бойтесь теории, пробуйте…»*

Я бы не совсем согласился с «теоретической» частью заявления Ivo, поскольку теория говорит, что низкие диполи лучше… чем ничего.

8. Почему ненаправленная антенна на вашем маленьком участке?

8.1. Практически невидимая 40-метровая полуквадратная антенная решетка.

Я уверен, что на 40 м вы можете установить эту практически невидимую направленную антенну. Вам потребуется быть способным провести горизонтальный провод на высоте 10 м и длиной 20 м. Возможно через трубу дома к дереву в углу участка. На Рис.14.9 показана 40-метровая полу квадратная решетка, которая может быть сжата на многих небольших участках. Коэффициент направленного действия приблизительно равен 3.4 dB по отношению к одной полноразмерной λ/4 вертикали. Концы вертикальных проводов также имеют очень высокие RF потенциалы, и необходимо принимать меры предосторожности чтобы предотвратить случайное соприкосновение с ними. Половинный квадрат подключен к питанию посредством параллельно настраиваемой цепи, как показано на Рис.12.19, главы 12.

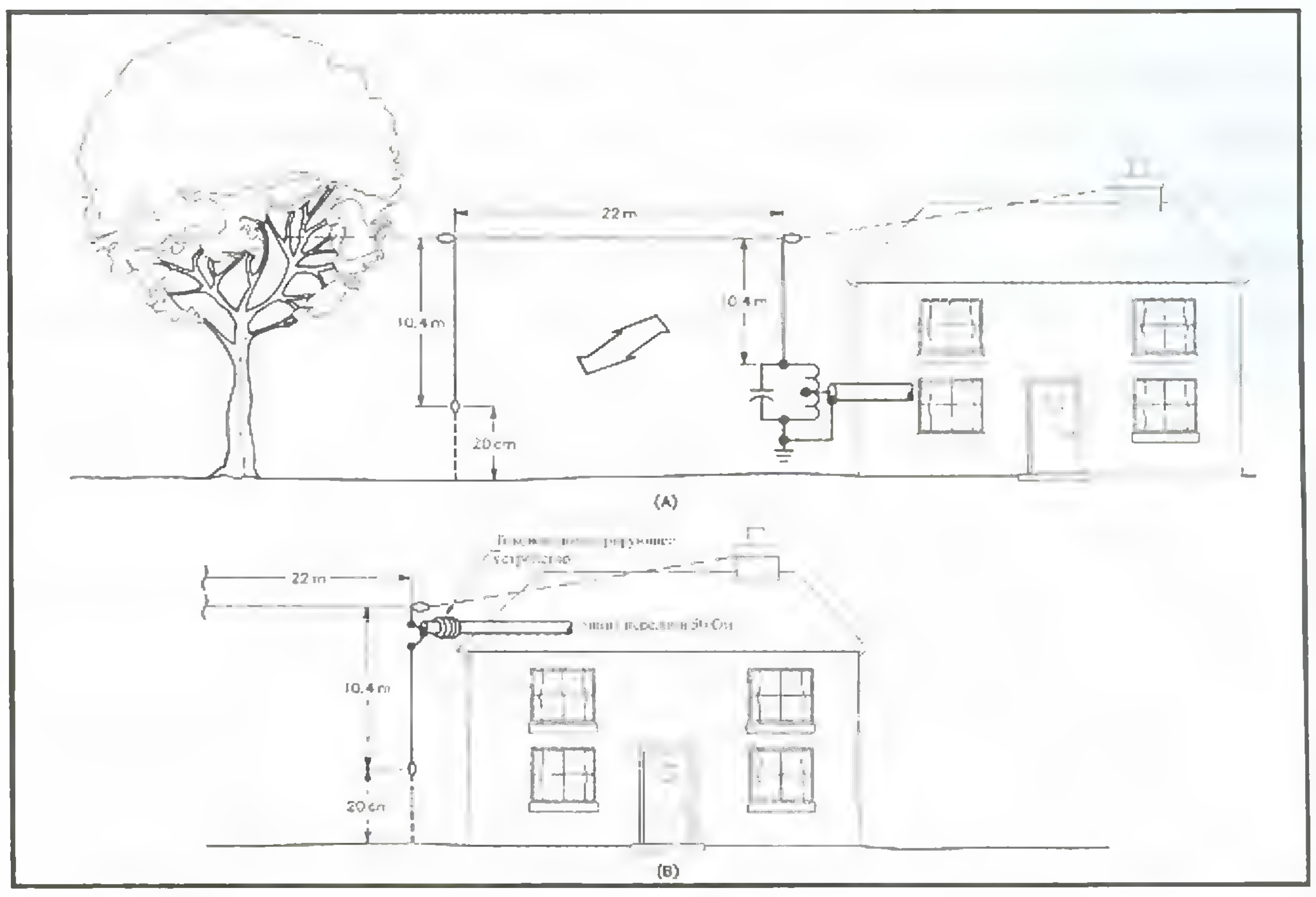


Рис.14.9. Половинная квадратная антенная решетка для 40 м. Двунаправленный коэффициент направленного действия более 4 dB, можно использовать ¼-вертикальную антенну. Два метода подключения питания обсуждаются в тексте.

Вы также можете подключить питание к половинному квадрату в одном из верхних углов. Это может быть удачной идеей, если один элемент находится вблизи с домом, как показано на Рис.14.9 (B). Входное сопротивление, при подключении питания в углу, равно приблизительно 52 Ом, идеальное соответствие с 50 Ом линией питания. Не забудьте установить симметрирующее устройство тока на коаксиальной линии питания.

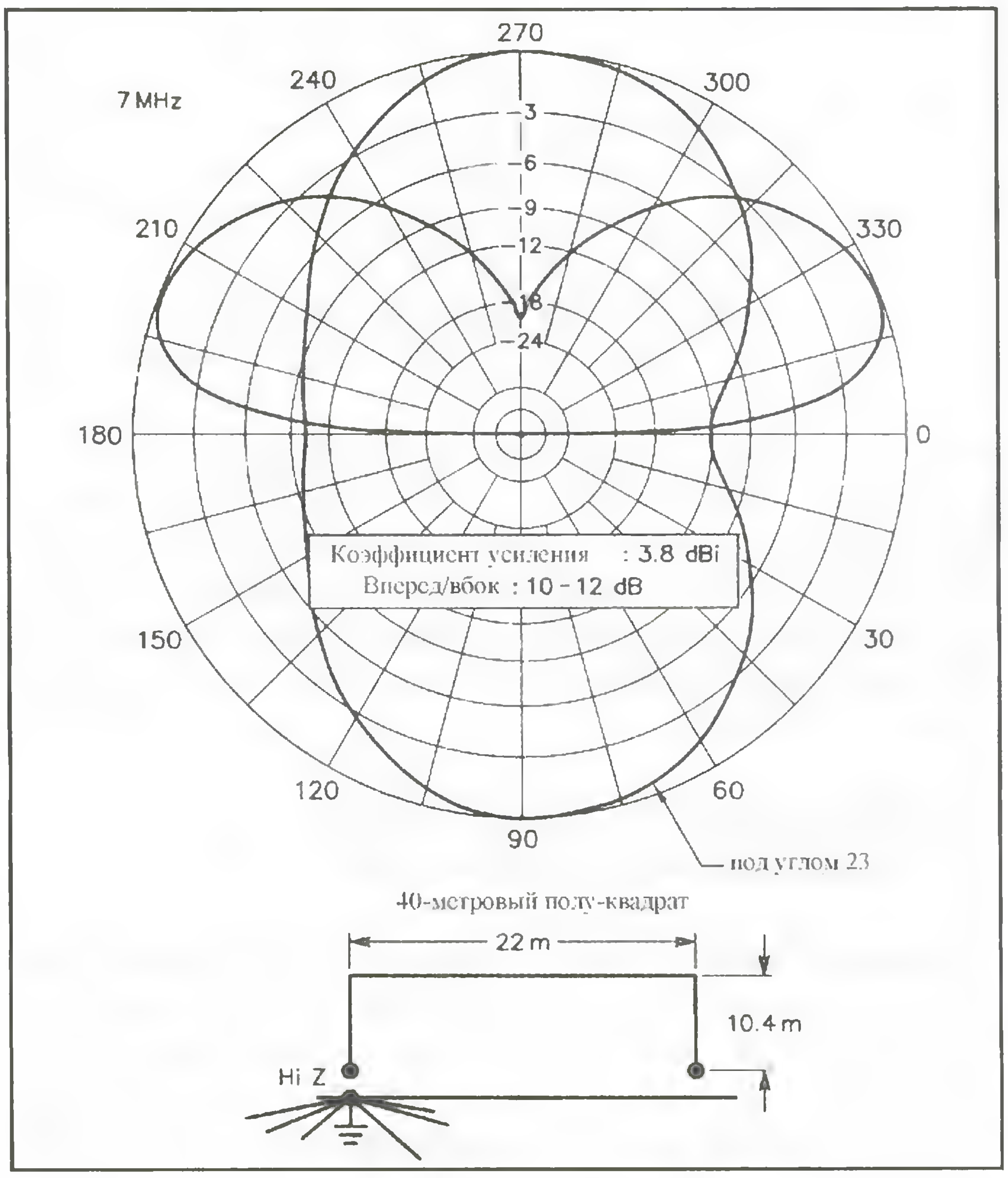


Рис.14.10. Диаграмма направленности для 40-метрового половинного квадрата.

8.2. Использование 40-метрового половинного квадрата на 80 м.

Что на счет использования 40-метрового половинного квадрата на 80 м? Часть волшебных превращений антенны в две расположенные близко друг к другу синфазные питаемые продольные решетки с верхней нагрузкой. Все что необходимо, это замкнуть основание второго элемента в землю, и подключить питание к решетке на другом элементе на уровне земли (Рис.14.11). Коэффициент направленного действия этой двух-элементной решетки равен 1.6 dB по отношению к одной полноразмерной (20 м в высоту) вертикали и обеспечивает отличное излучение под малым углом. Отношение F/S антенны равно около 4 dB. Входное сопротивление приблизительно равно 70 Ω резистивных потерь земли на каждом элементе вертикали. Для этой антенны требуется хорошая система противовесов на основании обоих элементов.

	10 m	15 m	20 m	40 m	Vert
10Градусов	−11.2	−8.5	−7.07	−4.03	−1.75
20 Градусов	−5.31	−2.82	−1.43	1.37	−0.99
30 Градусов	−2.21	0.24	1.58	4.01	−0.97
40 Градусов	−0.21	2.19	3.46	5.43	−1.7

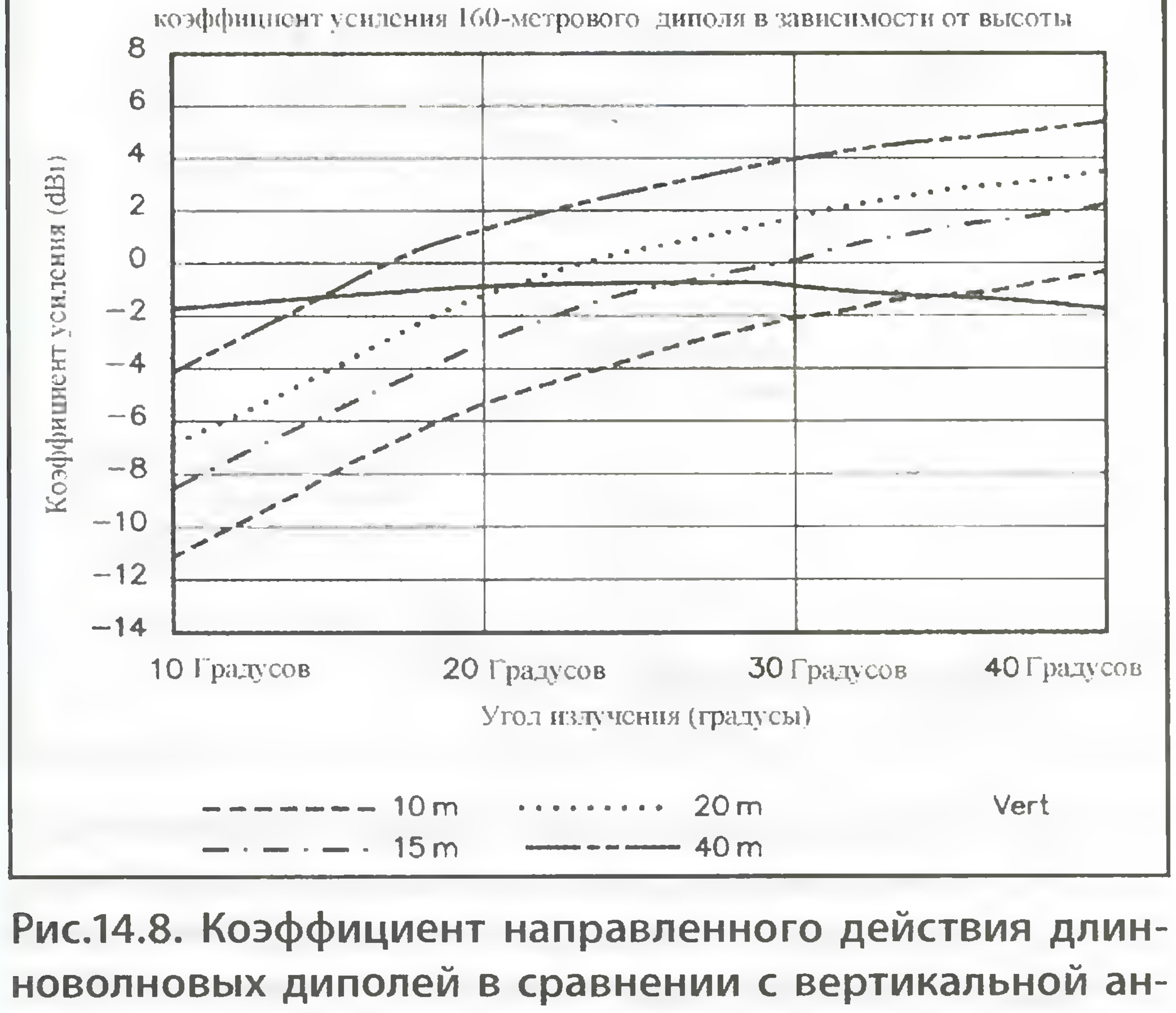


Рис.14.8. Коэффициент направленного действия длинноволновых диполей в сравнении с вертикальной антенной длиной 15 м.

Применив немного изобретательности, вы могли бы легко сделать систему переключения, которая заземляет/не заземляет один элемент, и либо напрямую питает другой элемент с помощью коаксиального кабеля на 80 метрах, либо посредством параллельно-настраиваемой цепи на 40 м.

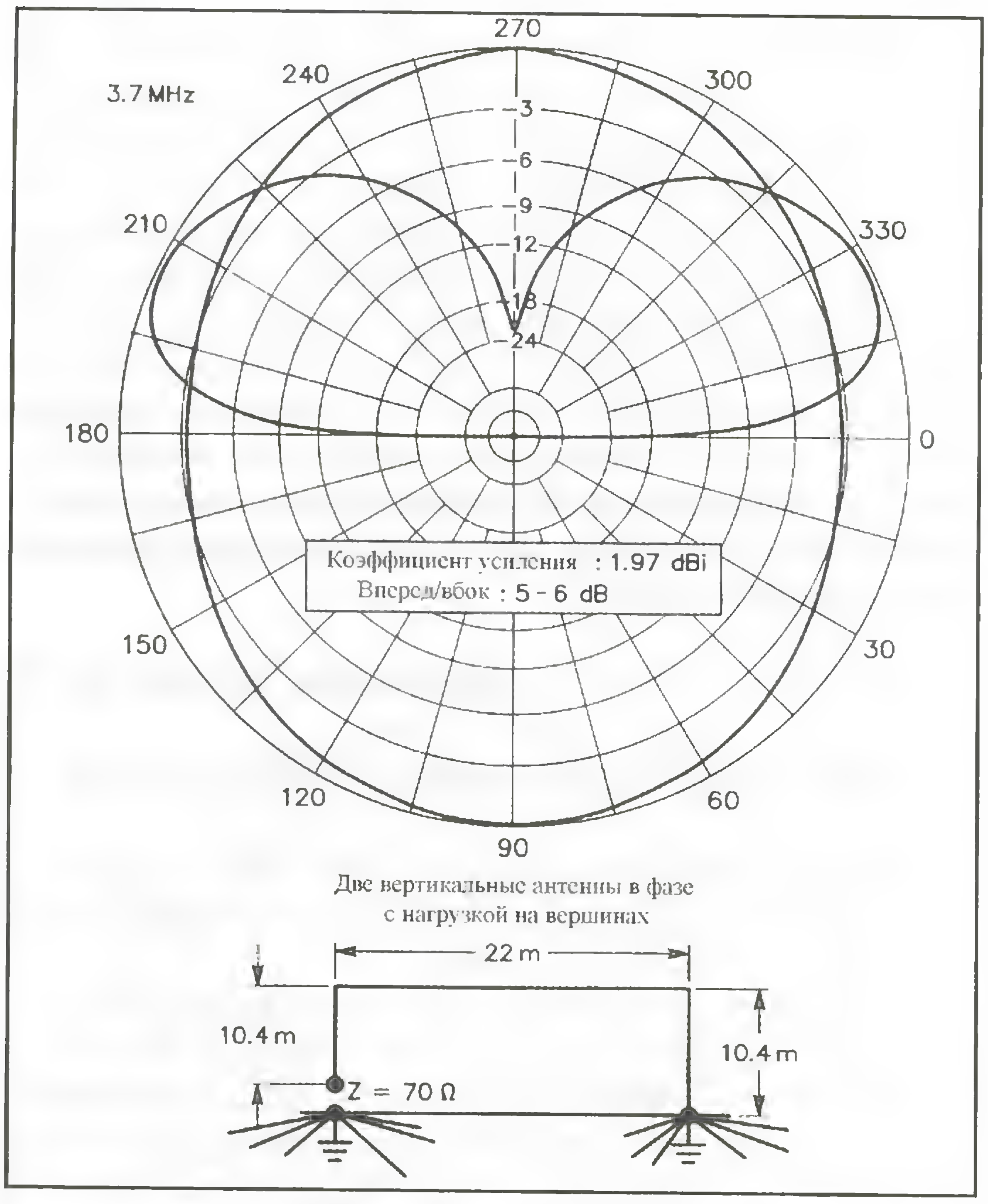


Рис.14.11. 40-метровый половинный квадрат можно переделать в 2-элементную антенную решетку с нагрузкой в вершине для 80 м, когда питание обеих элементов находится в фазе.

8.3. 40-метровая продольная решетка проводного типа.

Возможно, половинный квадрат не подходит для большей части желаемого для вас направления. Вы можете также сделать из него 2-элементную паразитную решетку, как показано на Рис.14.12. Я разработал пример решетки, когда можно достичь максимальной высоты в 8 м посредством цепного провода.

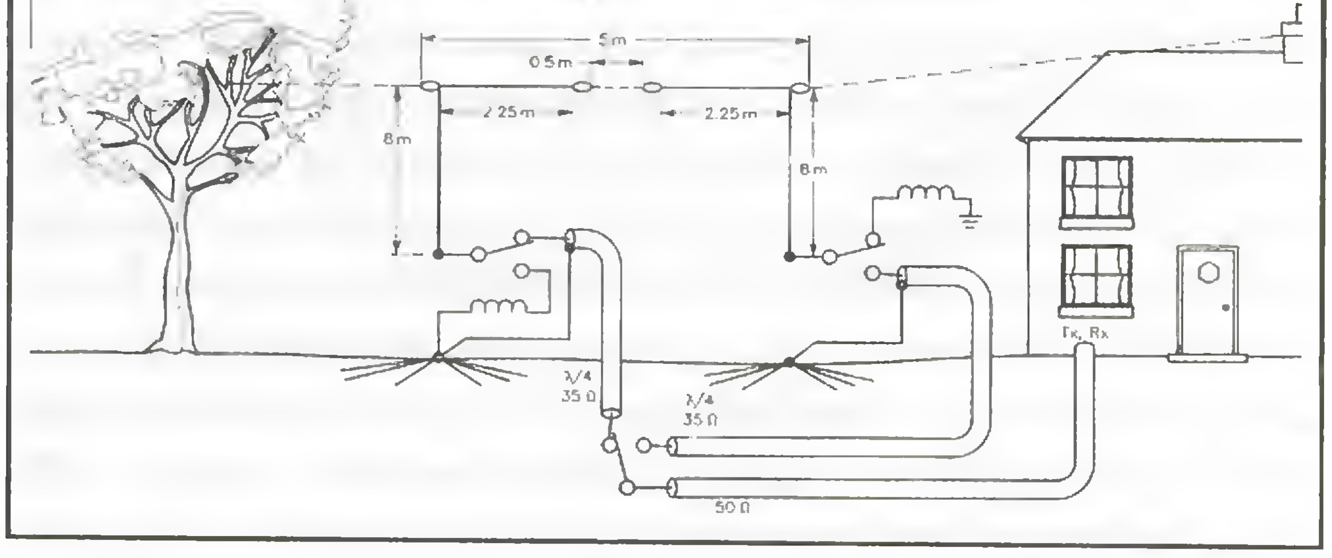


Рис.14.12. Переключаемая 2-элементная паразитная антенная решетка для 40 м. Коэффициент направленного действия антенны равен 3.08 dB по отношению к одиночной вертикальной антенне.

Элементы были нагружены в верхней части, как показано на Рис.14.10 и 14.11. Коэффициент направленного действия решетки и отношение F/B имеют очень хорошие показатели, и входное сопротивление приблизительно равно 25 Ом. Согласование можно осуществить через ¼λ, 35 Ом линию, состоящую из двух параллельных 75 Ом коаксиальных кабелей (размер каждого составляет 7.03 м для RG-11 или RG-59 (коаксиальный кабель, изолированный твердым полиэтиленом с VF = 0.66).

Очень важно установить хорошую систему противовесов, насколько возможно для этой решетки. В месте соединения противовесов нужно подключить шину, как показано на Рис.11.79 в разделе 9 главы 11.

8.4. И 80-метровая антенная решетка осевого излучения.

Возможно, у вас есть два высоких дерева на заднем дворе, которые могут быть опорами для 2-элементной решетки на 80 м. Я бы порекомендовал минимальную высоту элементов около 13 м; при необходимости, остаточный член может быть запитан в верхней части. На Рис.14.14 показаны две Т - нагруженные вертикальные антенны высотой 13 м, подвешенные к одному цепному канату, например между двумя высокими деревьями.

Эта решетка имеет отличные показатели отношения F/B и коэффициента направленного действия, и конечно продвинет вас вперед в передаче сигнала, если вы позаботитесь и установите хорошую систему заземления.

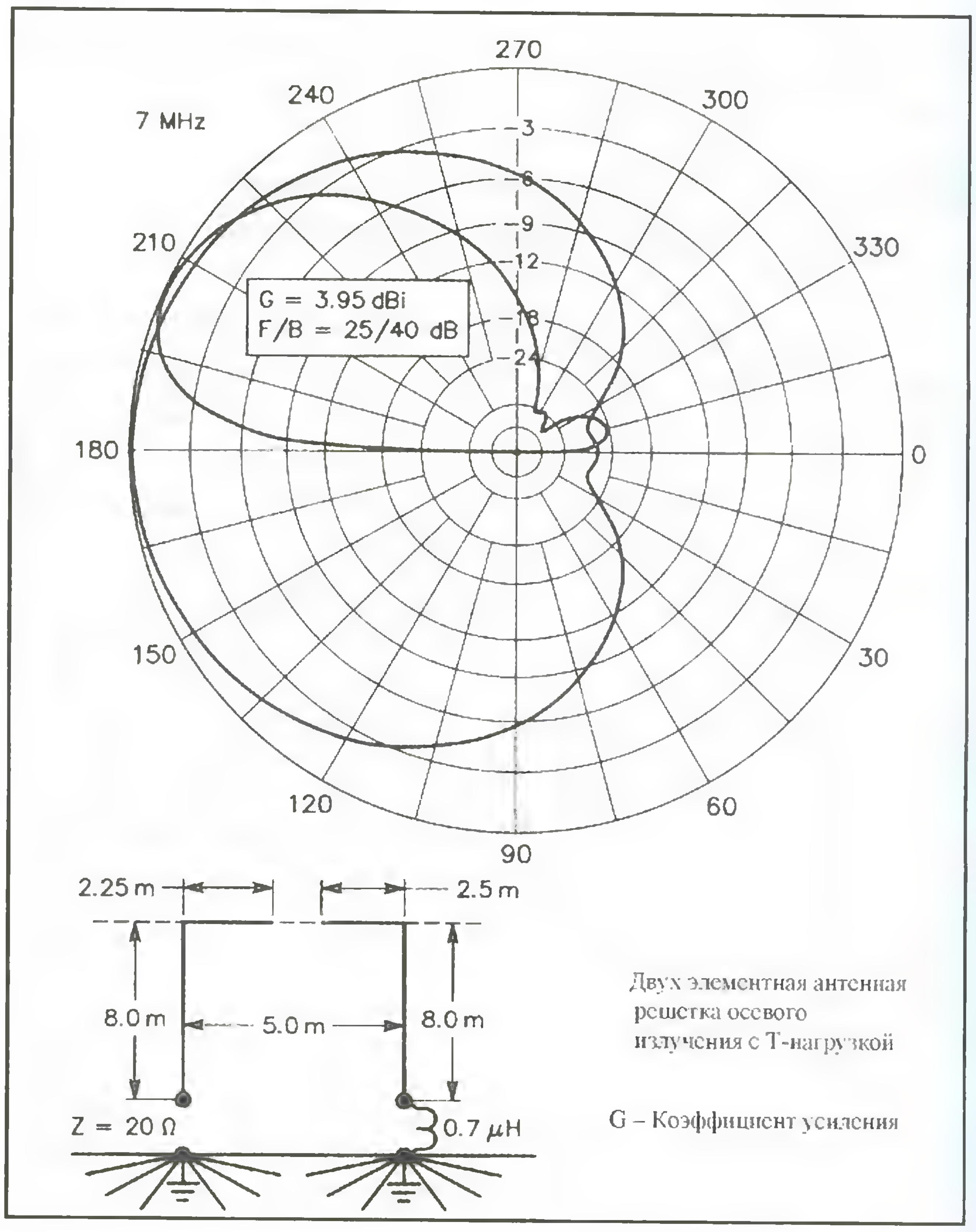


Рис.14.13. Горизонтальные диаграммы направленности для 2-элементной паразитной антенной решетки из Рис.14.10. Коэффициент направленного действия равен 3.95 dBi, а F/B имеет поразительные значения от 25 до 40 dB.

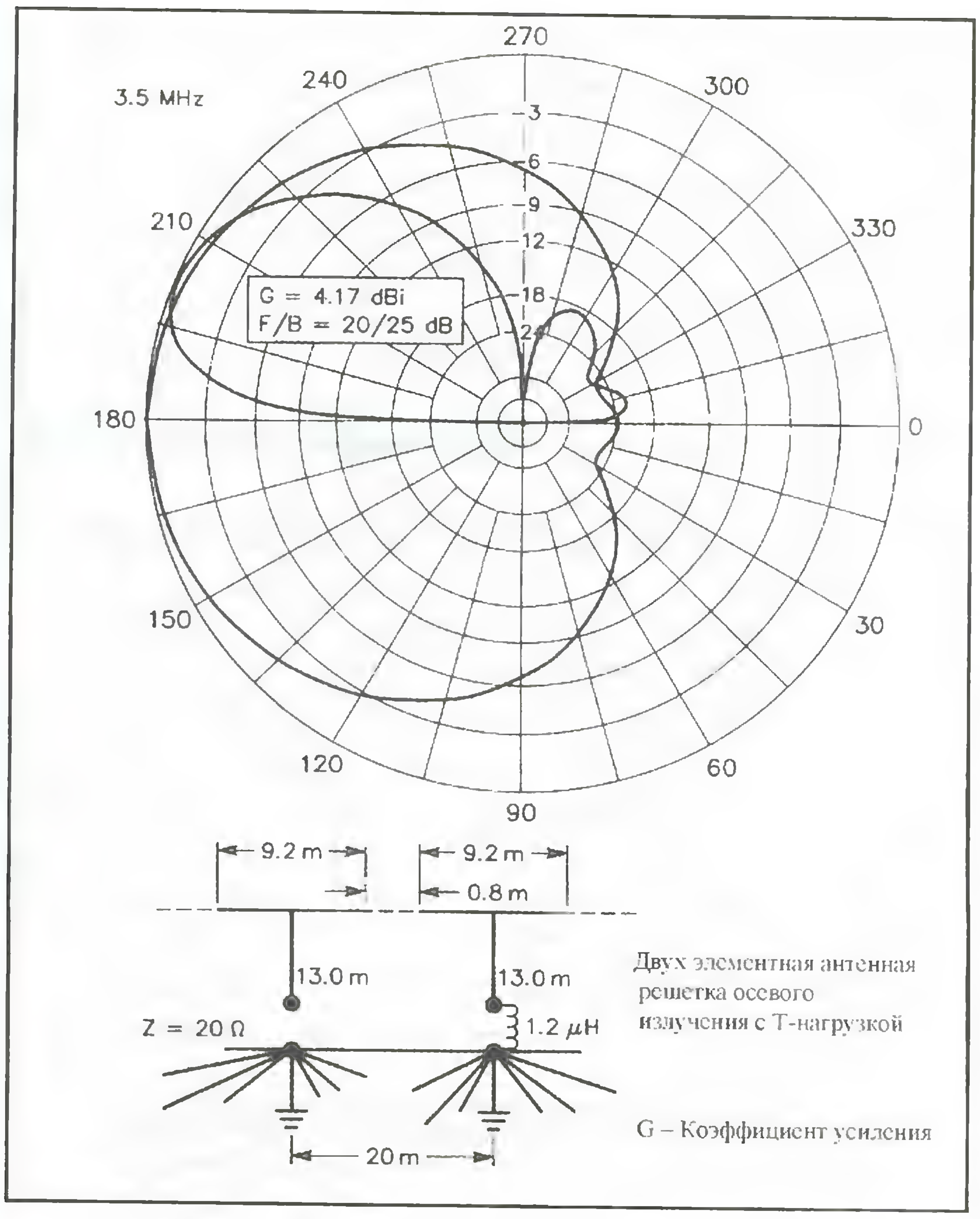


Рис.14.14. Горизонтальные диаграммы направленности для 2-элементной Т-нагруженной паразитной антенной решетки для 80 м. Коэффициент направленного действия равен 4 dBi, а F/B имеет значения от 20 до 25 dB.

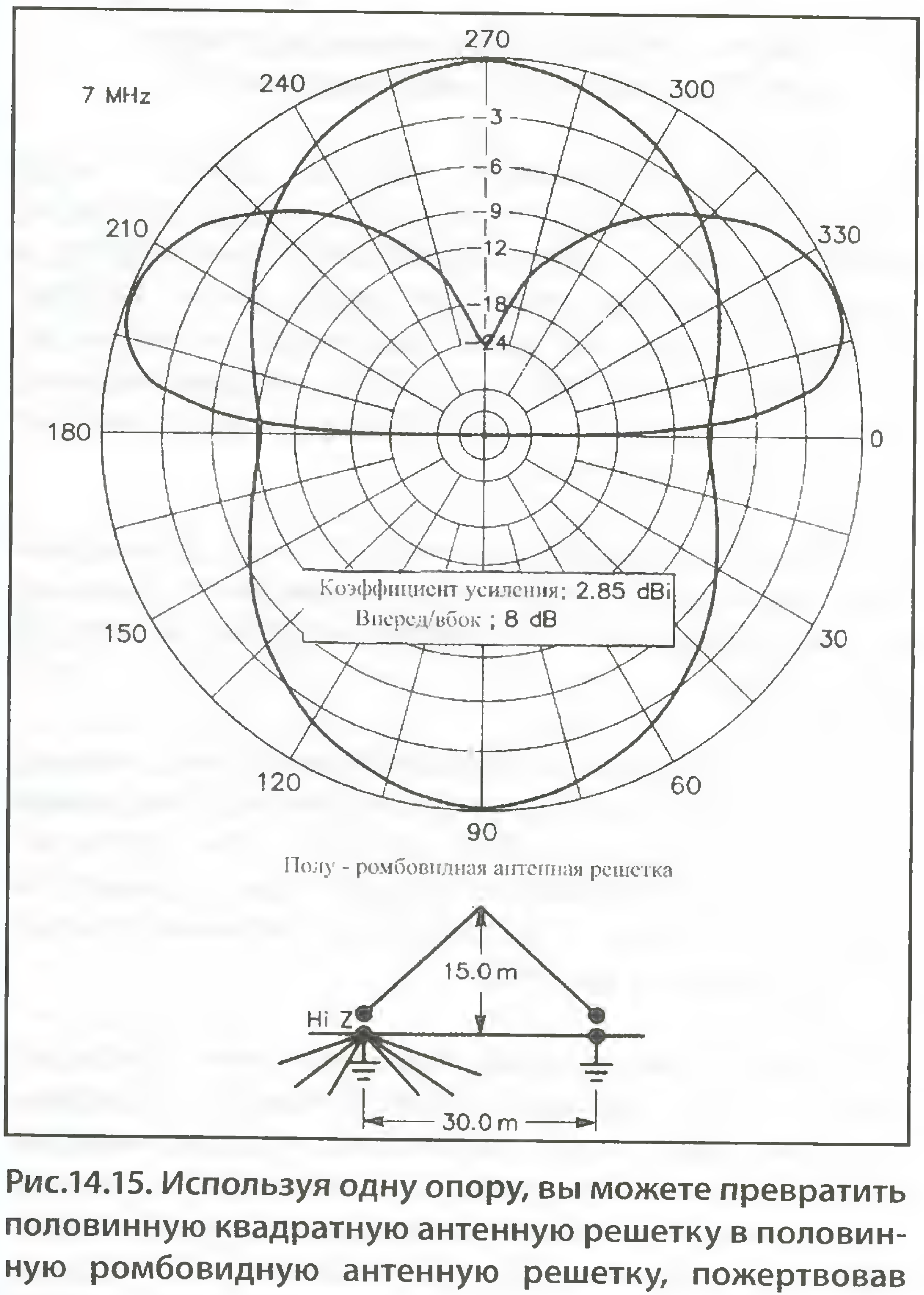


Рис.14.15. Используя одну опору, вы можете превратить половинную квадратную антенную решетку в половинную ромбовидную антенную решетку, пожертвовав приблизительно 1 dB в значении коэффициента направленного действия.

Хорошо отрегулированная решетка имеет сопротивление, к примеру при 5 Ом эквивалентных резистивных потерях земли, приблизительно равное 20 Ом. Питание к решетке можно подключить через 37.5 Ом ¼λ трансформатор (два параллельных 75 Ом кабеля), как показано на Рис.14.12, или через un-un трансформатор (20-50 Ом).

Очень важно, чтобы нагруженные в верхней части провода были расположена так, как показано на Рис.(точки стоящие напротив друг друга). Если вы вынуждены использовать другую конфигурацию, я бы посоветовал моделировать решетки точно как в реальности. Излишне говорить, что если у вас на самом деле есть на участке несколько высоких деревьев, эта антенна может быть рассчитана на 160 м.

8.5. Половинная ромбовидная решетка.

Возможно, у вас нет двух опор, необходимых для установки вышеописанных мною решеток. Всего с одной опорой возможно создать несколько хороших решеток. Вам потребуется одна высокая опора (15 м), к примеру, дерево. Мы трансформируем половинный квадрат в половинный ромб. Мы потеряли около 1 dB в коэффициенте направленного действия, но диаграмма направленности не изменяется (см. Рис.14.15).

8.6. Половинная ромбовидная решетка на 80 м.

Одна и та же инвертированная V-образная половинная ромбовидная 40-метровая решетка может так же быть использована на 80 м. Как и в случае с половинным квадратом (см. раздел 8.2), все что ты должен сделать, это заземлить концы основания на противоположной стороне от точки питания. Сопротивление решетки равно приблизительно 75 Ом.

Подходящую резонансную частоту можно подобрать простым изменением общей длины антенны. Для использования на 40 м точная длина не является принципиальным параметром, поскольку решетку можно настроить для низкого КСВ в любой точке полосы частот используя резонансную настроенную цепь.

8.7. Ромбовидная решетка для 80 м с емкостной нагрузкой.

Возможно, вы не можете найти так просто опору высотой 15 м. Одно из решений этой проблемы заключается в нагрузке в верхней части двух наклонных вертикалей с общим емкостным проводом, установив в точности, как показано на Рис.14.17. Два провода соединены в вершине V-образной антенны. Их длина и угол между проводами изменяется для настройки антенны на нужную частоту. Коэффициент направленного действия этой антенны примерно равен 1.5 dB, что более чем на 1 dB превосходит одну полно размерную (20 м высотой) вертикальную антенну.

Входное сопротивление, включая примерно 10 Ом резистивных потерь, приблизительно равен 50 Ом, идеальное согласование для линии передачи!

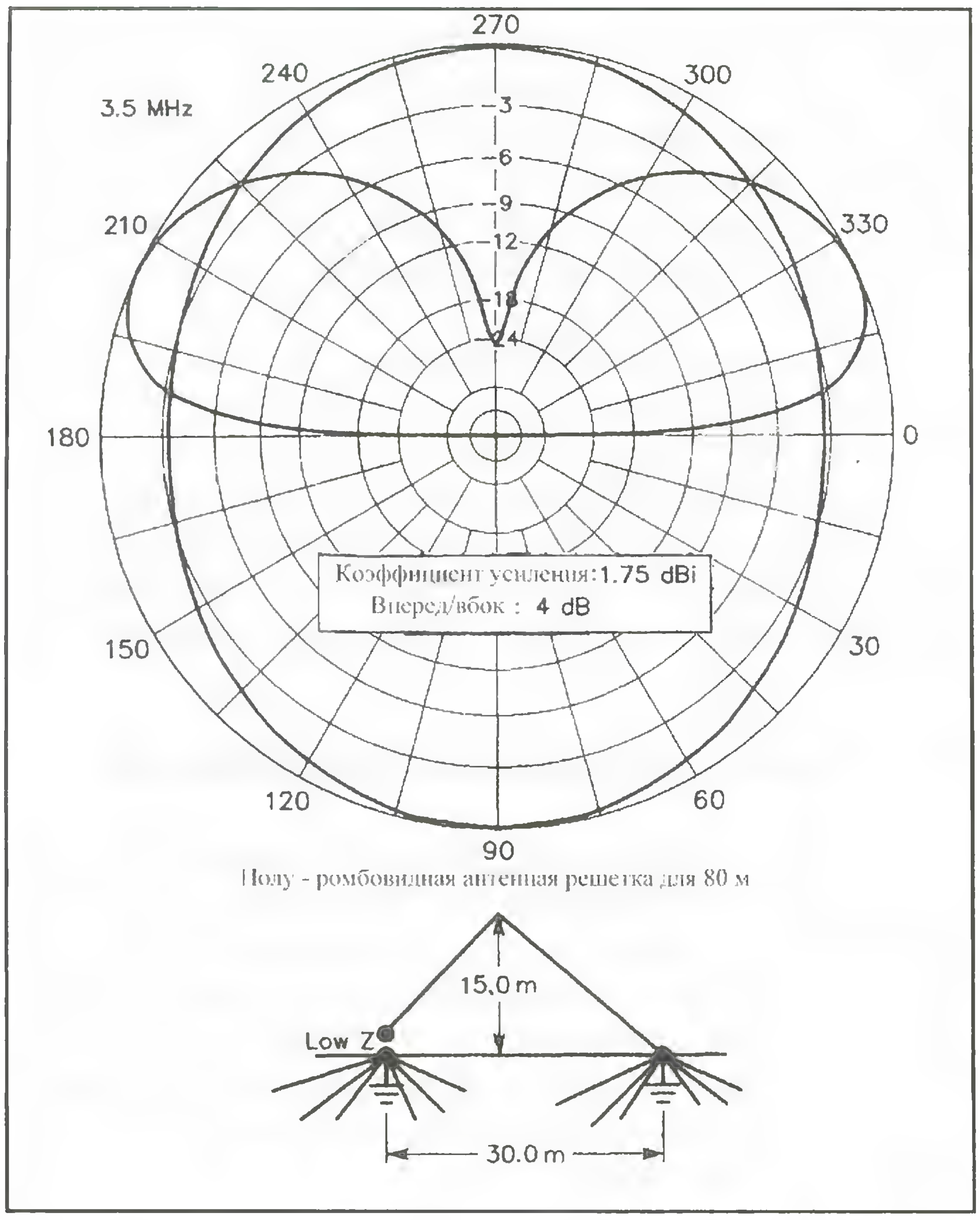

270
240
300
3.5 MHz
-3
-6
-9
-12
-18
-24
210
330
180
0
Коэффициент усиления:1.75 dBi
Вперед/вбок : 4 dB
150
30
120
60
90
Полу - ромбовидная антенная решетка для 80 м
15.0 m
Low Z
30.0 m

Рис.14.16. Диаграммы направленности инвертированной V-образной антенной решетки с емкостной нагрузкой, для которой требуется только одна опора высотой 12 м, и линия основания длиной 28 м.

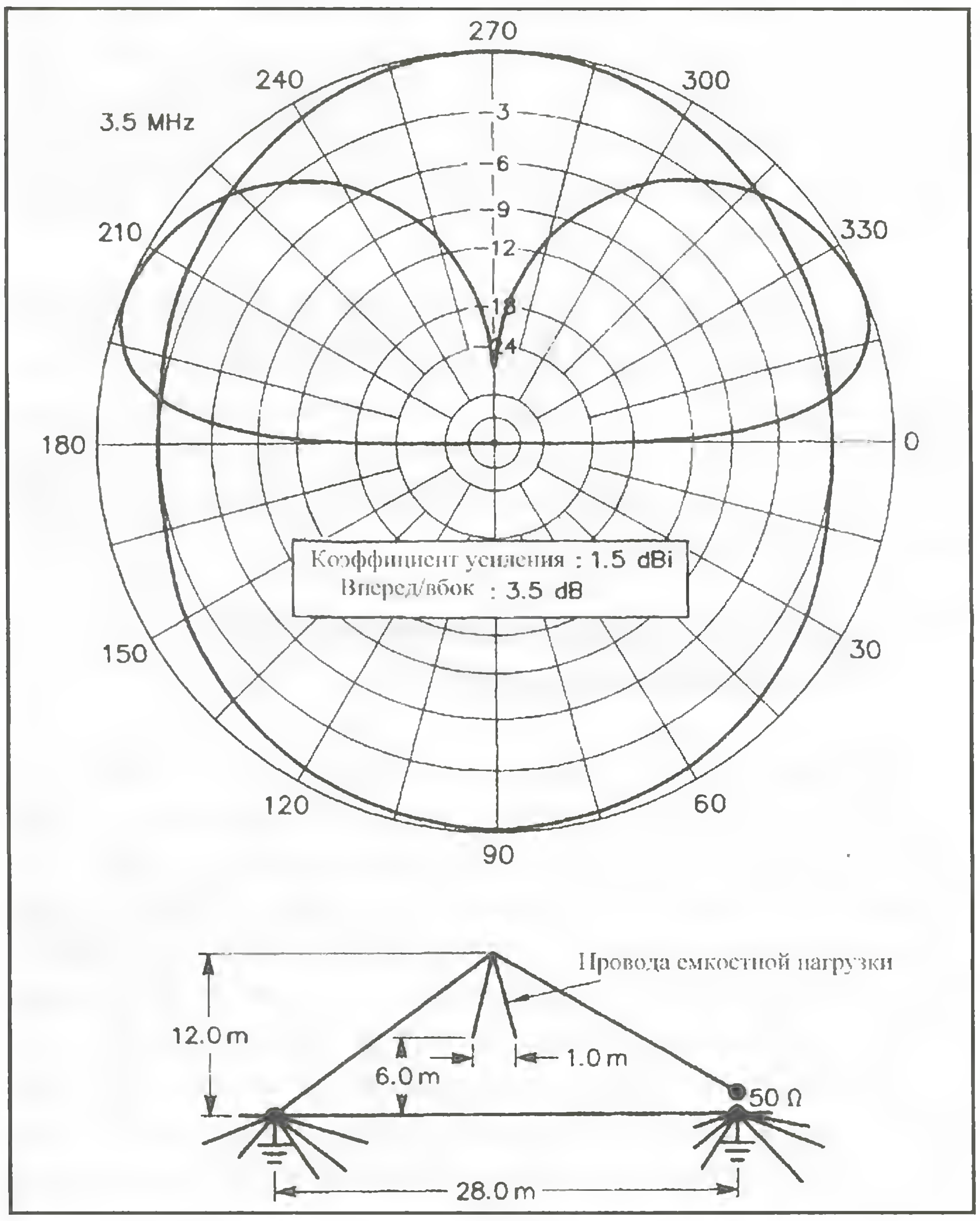

270
240
300
3.5 MHz
-3
-6
-9
-12
-18
-24
210
330
180
0
Коэффициент усиления : 1.5 dBi
Вперед/вбок : 3.5 dB
150
30
120
60
90
Провода емкостной нагрузки
12.0 m
6.0 m
1.0 m
50 Ω
28.0 m

Рис.14.17. Для этой 80-метровой антенной решетки требуется только 12 м в высоту. Антенная решетка с емкостной нагрузкой в вершине, с использованием двух проводов в V-образной форме.

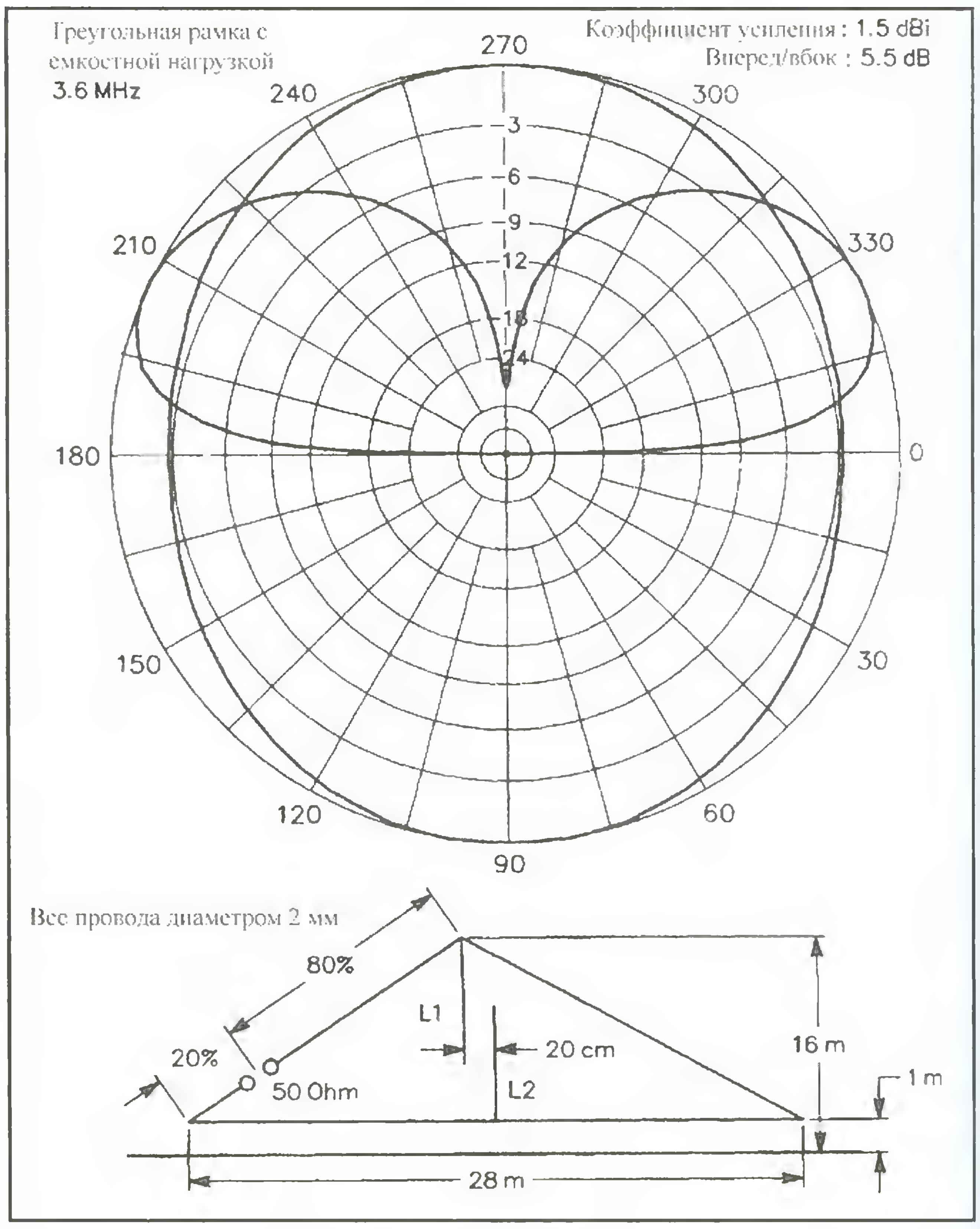

Треугольная рамка с емкостной нагрузкой
3.6 MHz
Коэффициент усиления : 1.5 dBi
Вперед/вбок : 5.5 dB
270
240
300
-3
-6
-9
-12
-18
-24
210
330
180
0
150
30
120
60
90
Все провода диаметром 2 мм
80%
20%
L1
20 cm
16 m
1 m
50 Ohm
L2
28 m

Рис.14.17. Для этой 80-метровой антенной решетки требуется только 12 м в высоту. Антенная решетка с емкостной нагрузкой в вершине, с использованием двух проводов в V-образной форме.

8.8. Миниатюрная треугольная рамка для 80 м с емкостной нагрузкой.

Половинные ромбовидные антенны (разделы 7.7 и 7.8) очень похожи на треугольную рамку с ее проводом основания, лежащим на земле. Давайте поднимем провод, и сделаем из нее настоящую треугольную рамку. Модель, показанная на Рис.14.18, имеет одинаковые размеры с антенной на Рис.14.17, и дает такой же коэффициент направленного действия и отношение F/S, и даже имеет такое же входное сопротивление.

Излишне говорить, что это является еще одним доказательством, что треугольная рамка это ни что иное как две наклонных вертикали, с питанием в фазе (см. главу 10, раздел 2).

В этом примере я использовал емкостную нагрузку немного другим способом. Эту треугольную рамку можно переключить с 3.8 до 3.5 МГцz путем изменения длины емкостного провода основания. L1 равно 10 м, и L2 равно 6 м для f = 3.5 МГц. Для f = 3.8 МГц провод основания с нагрузкой вполне можно удалить.

Ничего в этих размерах волшебного нет. Просто держите в уме, что провода с емкостной нагрузкой должны быть присоединены в точках высокого напряжения, и что они в самом деле находятся под очень высоким напряжением. В месте пересечения, провода нагрузки необходимо держать на расстоянии 20 см друг от друга.

Не обманывайте себя, думая, что для этой антенны не требуются противовесы. В большей степени на излучение оказывает влияние потери поглощения в ближнем поле под антенной, как в случае с заземленными вертикалями. Другими словами, для треугольных рамок требуется противовес, как и в случае со всеми антеннами, которые действительно имеют вблизи земли излучающие элементы!

9. Специальные приемные антенны.

Для типичных загородных QTH-ей характерно плотное размещение, что в свою очередь характеризуется большим количеством промышленных помех. Теперь, когда вы использовали свое воображение, и втиснули эффективную вертикальную антенну – или даже пару – на свой участок, вы столкнулись с очень высоким уровнем шума. Существует четыре основных способа решения этой проблемы:

- **использовать горизонтально поляризованную приемную антенну**
- **использовать направленную приемную антенну таким образом, чтобы свести к нулю основной источник шума**
- **использовать систему снижения уровня шума, в основе которой лежат фазированные антенны**
- **локализовать источники шума, и … уничтожить их (источники шума)**

Jim McCook, W6YA, очень рекомендует свой очень короткий вращающийся диполь на вершине его мачты (см. главу 7. раздел 25, Рис.7.83). Такой маленький диполь подошел бы для любого участка. Вы можете повернуть его, потому что он имеет отличное подавление, когда его концы повернуты в сторону источников шума. Но любой низкий горизонтальный провод будет лучше, чем ваша вертикальная антенна для получения сигнала.

А как на счет Бевериджа? Я знаю, что ваш участок далек от техасского ранчо, но возможно вы можете установить одну или даже две коротких антенны вдоль вашего участка. Может быть вам удастся договориться с соседом. У George, K2UO, есть только одно комната для установки антенны Бевериджа (длиной 150 м), которая частично расположена вдоль границы участка с его соседями, но он признает, что эта антенна просто открыла ему глаза.

Даже антенны Бевериджа длиной ½ λ лучше, чем ничего! Если вы хотите получить лучший показатель F/B, настройте их для длины cone-of-silence. Это означает, что вам понадобится комплексное сопротивление для управления ими (см. главу 7, раздел 6.3). Также, обратите внимание на раздел 19.1 в главе 7. Если ваш сосед не хочет видеть крохотный провод антенны Бевериджа вдоль границы вашего участка, возможно, вам стоит попробовать установить B.O.G (земную антенну Бевериджа, как описано в главу 7, раздел 19.2).

А что на счет EWEs, K9AYS и им подобных? Эти антенны в большинстве своем вертикально поляризованы, и далеки от идеального решения для окружающей среды с очень сильным промышленным шумом. Это конечно не относится к случаям, если вы сами сделаете вращающуюся версию, когда вы бы могли поворачивать ее в сторону от источника промышленного шума. Вращающаяся приемная антенная решетка Titanex (см. главу 7, раздел 23.4) имеет тот же недостаток.

Также, не забывайте, что эти антенны должны находится отдельно от любой другой передающей антенны. Я бы посоветовал устанавливать специальную приемную антенну и вашу передающую антенну на расстоянии между ними как минимум 1/10 λ. Если вы не имеет такой возможности, вы всегда можете перенастроить передающую антенну в приемную (см. главу 7, раздел 13).

Мне удалось устранить промышленный шум, источником которого являлся химический завод в 10 км от меня с помощью так называемого подавителя шума. Он представляет собой цепь в которой вы объединяете входы из двух антенн, основной приемной антенны и антенны с датчиком шума, таким образом, что они не совпадают по фазе, что дает полное подавление шума (см. главу 7, раздел 12.6). MFJ 1206 послужил мне хорошую службу, когда имеешь дело с одним конкретным источником шума.

10. Мощность и режим.

Мощность и режим являются факторами, которые складываются в результат, который вы получите в условиях работы DX, как и при работе телевизора, радио, телефона и пр. вашего соседа. Чем больше мощности вы излучаете, тем больше сигнал будет в антенне. Тем не менее, взгляните на цели, которые вы для себя поставили. Так ли уж вам нужно быть первым в пайлапе? Если ответ положительный, вам необходима мощность; в противном случае, можно обойтись и без нее. Опять же вопрос не в том, на какой мощности может работать вам усилитель; а в том, какую мощность вы излучаете и излучаете ли вы ее в правильном направлении под правильным углом? Необходимо также помнить, что намного проще работать DX в CW, чем в SSB, особенно на длинноволновых диапазонах. Исключения составляют DX на очень длинноволновом диапазоне в CW.

Очевидно, что чем больше мощность, на которой вы работаете, тем проще вам будет работать на DX. Это на значит, что вы получите большее удовлетворение от результатов вашей работы. Также, чем больше мощность, на которой вы работаете, тем больше шансов создания помех на телефоне типа TVI / BCI для вашего соседа. Первый и самый простой способ избежать похожих проблем заключается в том, чтобы не работать на очень большой мощности. Но, если вы уже испытываете затруднения с вашим маленьким участком земли, некоторая мощность может быть одним из немногих доступных средств получить неуловимую DX на длинноволновом диапазоне. CW как режим, также создает меньшее количество слышимых помех, чем телефон.

11. Достижения.

Вы уже прочитали о работе K2UO+ в 200 странах на 160 метрах с невидимым диполем типа Зиг-Заг, высота которого не превышает 10 м. В главе 13 (раздел 4.6) я описал 21 метровую мачту W6YA , на типичном участке земли, на которой работают антенны для всех девяти диапазонов! Не позволяйте ограниченному пространству пугать отпугивать вас от длинноволновых диапазонов. Убедитесь, что если вы будете работать с уклончивой 3B7 на самой высокой частоте с вашего маленького участка QTH, вы получите тройное удовлетворение влиятельного радиолюбителя, который возможно прошел через это парой минут раньше.

> Недавно я прочитал очень подходящее высказывание: *«... я всегда жаловался на мои ботинки, до тех пор пока не увидел человека без ног».*

Давайте получать удовольствие от того, что имеем, и делать все возможное в сложившихся обстоятельствах. Будьте уверены, вы не единственный, кто не живет в рае для радиолюбителя. Есть много людей с аналогичными проблемами.

12. Последнйи вариант.

Не устанавливайте любые антенны, не стреляйте в воздух с вашей маленькой QTH, а отправляйтесь раз или два в год в DX экспедицию, и давайте нам абсолютных длинноволновых диапазонщиков с новыми странами, чтобы мы могли доказать, что мы лучшие!

БЛАГОДАРНОСТЬ. 2

1. В ПОИСКАХ СОВЕРШЕНСТВА. 2

2. ПОЧЕМУ СОРЕВНОВАНИЯ? 4

3. ЧТО ЭТО ЗА КАТЕГОРИЯ – MULTI-MULTI ИЛИ MULTI-SINGLE? 4

4. АНТЕННЫ. 5

5. СТАНЦИЯ ОПЕРАТОРА. 6
- 5.1. Система коммутации. 6
- 5.2. Направления антенны. 6
- 5.3. Интерфейс Радио-Компьютер. 6
- 5.4. Легкие в управлении усилители мощности. 7

6. РАДИОСТАНЦИЯ С ТЕХНИЧЕСКОЙ ТОЧКИ ЗРЕНИЯ. 9
- 6.1. Рабочий стол. 9
- 6.2. Контролирующий дисплей на каждой станции. 9
- 6.3. Проблема междиапазонных помех. 9
  - 6.3.1. Полосовые фильтры средней мощности. 10
  - 6.3.2. Фильтры высокой мощности. 10
  - 6.3.2.1. Использование дискретных элементов. 11
  - 6.3.2.2. Использование коаксиальных кабельных шлейфов. 12

7. КОМПЬЮТЕРЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ. 13
- 7.1. Сеть компьютеров. 14
- 7.2. Подключение к PacketCluster. 14
- 7.3. Компьютерный шум. 15

8. РЕЗУЛЬТАТЫ. 15

9. ДАЛЬНЕЙШИЕ УЛУЧШЕНИЯ. 15

15. ОТ LOW BAND DXING К СОРЕВНОВАНИЯМ

Благодарность.

Когда я написал книгу Low-Band Dxing во втором издании, почти 12 лет назад, Я был очень активным, вездесущим длинноволновым DX-ером. Нам в Бельгии «перепала» 160-метровка, и мы на самом деле жили и спали на длинных волнах. Кто-то из вас может удивиться почему, недавно, ON4UN проиграл. Вот почему.

Это от моего соседа и друга Peter, ON6TT мне передался интерес к соревнованиям. С нашей помощью (в Бельгии) Peter смог получить разрешение от PTT на работу во время международных соревнований. Наконец мы могли соревноваться на равных; наконец нам больше не придется «темнить».

Создание конкурентоспособной станции для участия в соревновании явилось уникальным опытом: когда помогают друзья и члены клуба, и создаешь команду превосходных радистов. Эта работа расширила горизонт не только моих технических знаний, но также и, что не маловажно, горизонт моих социальных навыков: когда работаешь с людьми, наслаждаешься общением с радиолюбителями, заводишь новых знакомых со всего света.

Особенно я хотел бы выделить двух моих друзей, которых я встретил на соревнованиях, и кто сыграл важную роль в становлении меня, как ненасытного участника соревнований.

Впервые я увидел Harry Booklan, RA3AUU, на Съезде Клиппертонского Клуба в Бордо (Франция) в 1993 г. Молодой тогда 23-летний Harry выиграл и телеграфные и телефонные тесты в Бордо. Тогда я впервые встретился с Harry. Мы с Harry не только быстро подружились, но он вложил часть имущества в нашу OTxT станцию для участия в соревновании. Как ON9CIB, Harry и я представили Бельгию на WRTC в Сан-Франциско в 1997 г.

Frank Grossmann, DL2CC (ранее DL1SBR), это еще один высокоуважаемый радист и мой друг. Frank молодой программист, имеющий свою компанию в Stuttgart, и между работами, совершающий 750-километровые поездки (в одну сторону) несколько раз в год для участия в соревнованиях.

И Harry, и Frank оба превосходные CW операторы. Несколько лет назад Frank стал чемпионом по скоростной телеграфии в Германии. Благодаря им, я стал приверженцем CW, чему очень рад.

Frank, DL2CC, согласился быть моим помощником, советником и критиком для этой главы. Большое спасибо тебе, Frank!

Рис.15.1. На этой фотографии 1965 года изображены ON4GV (Elmer), ON4UN и его XYL. За ними можно разглядеть семейство 2B, SB-1000 и NCL-2000.

1. В поисках совершенства.

Любительское радио держится на удовлетворении и самореализации.

Моим Elmer был ON4GV. Это мой дядя. У него дома я увидел мою самую первую любительскую радиостанцию. Мне тогда еще не было 10 лет. Это было где-то в 1950 г.

Пятьдесят лет назад, Любительское Радио, в моих глазах, было связано с приключениями, открытиями. Когда я был маленьким, для меня телекоммуникация была Любительским Радио. Вы должны понять, что первые года после Второй Мировой Войны, вдали от города, там где я жил с моими родителями, мы пользовались телефонами с ручным коммутатором каналов! Коммутатор работал до 10 вечера. Никому нельзя было позвонить ночью. Если вы захотели пообщаться с кем-нибудь из-за океана, вы писали письмо.

Если вы хотели путешествовать по воде, вы брали с собой лодку. Но я знал, что если вы хотите поболтать с кем-нибудь в любой точке земного шара, вам нужно было быть радиолюбителем. Став радиолюбителем, вы становились первооткрывателем, исследователем. Вы могли заявить о себе тем, о которых другие вряд ли когда-либо слышали.

Это было то чудо, то восхищение радио, которое поглотило меня.

Я никогда не забуду своеобразный запах бакелита, воска и наполненных дегтем конденсаторов и трансформаторов, присущий раннему периоду развития радио. И свечение нити накала первых электронно-лучевых трубок. В раннем периоде развития радио некоторые из триодов можно было изучить прочитав книжку буквально за одну ночь. Мой первый опыт создания руками электроники (в те времена мы просто называли это «радио») заключался в создании маленьких звуковых усилителей, с использованием прямонакальных триодов, таких как E, A416.

Деревянные коробки из под сигар моего отца служили шасси для трехступенчатых звуковых усилителей, использующих тяжелые переходные трансформаторы 3:1. Это все касалось изучения захватывающего и интригующего мира, мира радио.

Именно технология (современное слово для тех дней) привела меня в мир Радио Любителей.

На некоторое время мои исследования были в какой-то мере ограниченными, пока я не закончил школу в 20 лет. Затем необходимо было готовиться к получению лицензии и получить ее с первого раза. Когда я построил свою первую антенну, и сделал первый QSO, я был переполнен чувством выполненного долга. Я делал то, что не каждый мог сделать! Теперь я был частью их мира…

В начале 60-х я случайно нашел парней, работающих с DX на 80 м. Я помню некоторые позывные: GI6TK, GI3CDF, GW3AX, G3FPQ. И только Давид, G3FPQ, до сих пор работает и является активным длинноволновым DX-ером. Это действительно кажется чем-то совсем другим – передавать сигналы через океан в Новую Зеландию на частотах, при которых другие могли работать только в радиусе 500 км от станции. Это действительно ставит Вас на ступень выше всех радиолюбителей.

Работа с эксклюзивными DX на длинных волнах была моей следующей ступенью, которая переросла в страсть.

Тогда я узнал, что чтобы войти в ряды тех длинноволновых DX-еров, необходимо быть успешным. Нужно было, чтобы у тебя был хороший сигнал. Это означало, что ты должен был владеть своим ноу-хау как этого добиться. Любительское радио перестало быть для хобби для общения, оно стало для хобби экспериментатора: создание новых антенн, лучше и больше, эксперименты с изучением распространения сигнала, совершенствование своих технических операторских навыков.

DX-ing на длинных волнах заключается в преодолении препятствий: каждый может работать с DX на 10, 15 и 20 метрах. В этом особого удовлетворения не получишь. В 1987 году мой последний железный занавес был поднят. Мы наконец-то взяли 160 м в Бельгии. Последний форт!

Обширная территория для проведения трудной игры. И да, наивысшая частота конечно была такой, что DX-ер получит максимум удовлетворения от этой игры. Технические знания и технические достижения, несомненно, являются большим вкладом в достижение успеха в длинноволновом DX-ing. Но даже с довольно скромной станцией, в которую вложено назначение, терпение и опыт оператора, можно быть успешным DX-ером.

Если так, что может дать вам чувство самореализации, технического совершенства в Любительском Радио?

Во все времена соревнование было одним из самых важных средств прогресса во многих областях. Такое же действие имеют соревнования в Любительском Радио. Чтобы быть очень успешным длинноволновым DX-ером, нужно быть очень хорошим оператором, знать распространение сигнала, иметь терпение, упорно добиваться своей цели и иметь «приличную» систему антенн и станцию. Вы сами для себя можете решить, насколько вы успешны. Вы можете ставить перед собой цели исходя из своих возможностей. А если вы сработали с 300 странами на 80 и с 200 странами на 160 м на средней загородной QTH, тогда, по всем стандартам, вы очень успешный DX-ер. Чтобы добиться успеха в большом соревновании, вы не можете рисковать.

Вам необходимо иметь лучшие антенны, лучшую станцию, лучших операторов, все только лучшее, если вы хотите занять высокое положение в мировом списке.

Лучшие мульти-операторные станции для соревнований были созданы, усовершенствованы, собраны и управляемыми инженерами. И это не совпадение.

Без сомнений, международные соревнования являются конечной целью, они выявляют лучших. Это настоящая Формула 1 в Любительском Радио. Вот что привлекает меня в этом радио-спорте.

Jim Reid, KH7M, оператор в Стандфордском Университете, W6YX, во времена техник SSB, разработали Colin's Radio в 50-х. Он был свидетелем того, как Любительское Радио сделало большой вклад в совершенствование технологий коммуникации, практически пол века назад.

Он сделал интересное сравнение между мировыми соревнованиями и мировыми гонками.

«Сегодня, по всему миру, наиболее продвинутые и тщательно продуманные высокочастотные станции принадлежат таким людям как, CT1BOH, WB9Z, IR4T, PI4COM, IY4FGM, GW4BLE, JA3ZOH, PY5EG, W3LPL, K3LR, VE3EJ и т.д. (об ON4UN было упомянуто ранее – спасибо Джим!). Каждая из этих станций имеет продуманные сложные и многочисленные схемы, многочисленные антенные установки, много компьютеров с каждой позицией оператора в сети с программами регистрации, программами составления карт частот, мониторингом распространения сигнала, и т.д.

Эти Радиолюбительские станции все являются станциями DX/Соревнования. Каждая из них имеет наиболее продвинутые и самые последние технологии. Инвестиции в каждую из этих антенн сравнимы с гоночные автомобили Ferrari; и я видел и то и другое, особенно в Северной Калифорнии!!

Эти парни давят и давят на создателей и дизайнеров антенн, на создателей программного обеспечения и продолжают это делать. Сами владельцы этих станций являются первоклассными операторами и техниками. Они проводят практически все свое время за паяльником и продвижением Искусства Высоких частот, любыми возможными путями. Каждая из перечисленных мной станций, представляет собой тысячи часов работы, каждый год использовать и удерживать высшие позиции в рейтинге соревнований в таком спорте как DX-соревнования, который имеет не больше целей, чем автогонки: получить удовольствие, попробовать в действии свою антенну и выиграть наравне с лучшими.

Те, у кого есть станции, уже продвинули состояние искусства Любительского Радио с таким же упорством, что и владельцы гоночных машин в Индианаполисе продвинули состояние рынка шин, смазочных материалов, двигателей, тормозов, и т.д.»

В высоко конкурентном спорте международных соревнований, не достаточно иметь лучшую машину или двигатель; также необходимы лучшие водители, лучшие механики, лучшие инженеры. Соревнования на самом деле очень похожи на автогонки.

В DXing ты можешь работать на все страны на 40 или 80 или даже 160. Как только это сделано, игра окончена. Не думаю, чтобы та игра, в которой работаешь на все страны в очень высоком диапазоне, когда-либо кончится. Просто в соревнованиях существует новый календарь мероприятий на каждый год.

Каждый год ты можешь оценивать показатели работы твоей станции, свои достижения, планировать свои усовершенствования и наслаждаться своими победами, год за годом.

Вот почему международные соревнования являются конечной игровой площадкой для совершенствования, конкуренции и самореализации в Любительском радио.

2. Почему соревнования?

Периодически натыкаюсь в Интернете на хвалебные речи создателя антенн себе любимому о том, какие хорошие показатели дает его новая антенна. Он пытается убедить в этом весь мир, рассказывая всем о превосходном DX с которым работает его новая антенна. Что это доказывает? В действительности, практически ничего. Работа с DX ни в коей мере не является доказательством технических качеств антенны. По крайней мере, в строго техническом смысле.

Работа DX может говорить о превосходном оперировании, преданности и упорстве, когда это сделано на скромном QTH с небольшими антеннами.

Если вы хотите проверить технические возможности станции, у вас есть два пути. Первый заключается в проведении детального тестирования по всем параметрам и измерение показателей в четко контролируемой среде. Это выше возможностей практически каждого радиолюбителя.

Второй путь заключается в тестировании вашего вооружения, не в лаборатории, а непосредственно на поле сражения. Такими полями сражений являются основные международные соревнования.

Соревнования, возможно, наиболее приближены к контролируемой среде, просто потому что они неограниченны условиями. В основных международных соревнованиях ты соревнуешься со всеми лучшими, в плане качества оборудования и технических возможностей, станциями, в постоянно меняющихся условиях, что действительно делает эти соревнования честными и равными.

Вот почему, после 40 лет участия в любительских соревнованиях, я решил перейти к более серьезным соревнованиям, таким образом, сделав упор на низко частотные возможности моей станции.

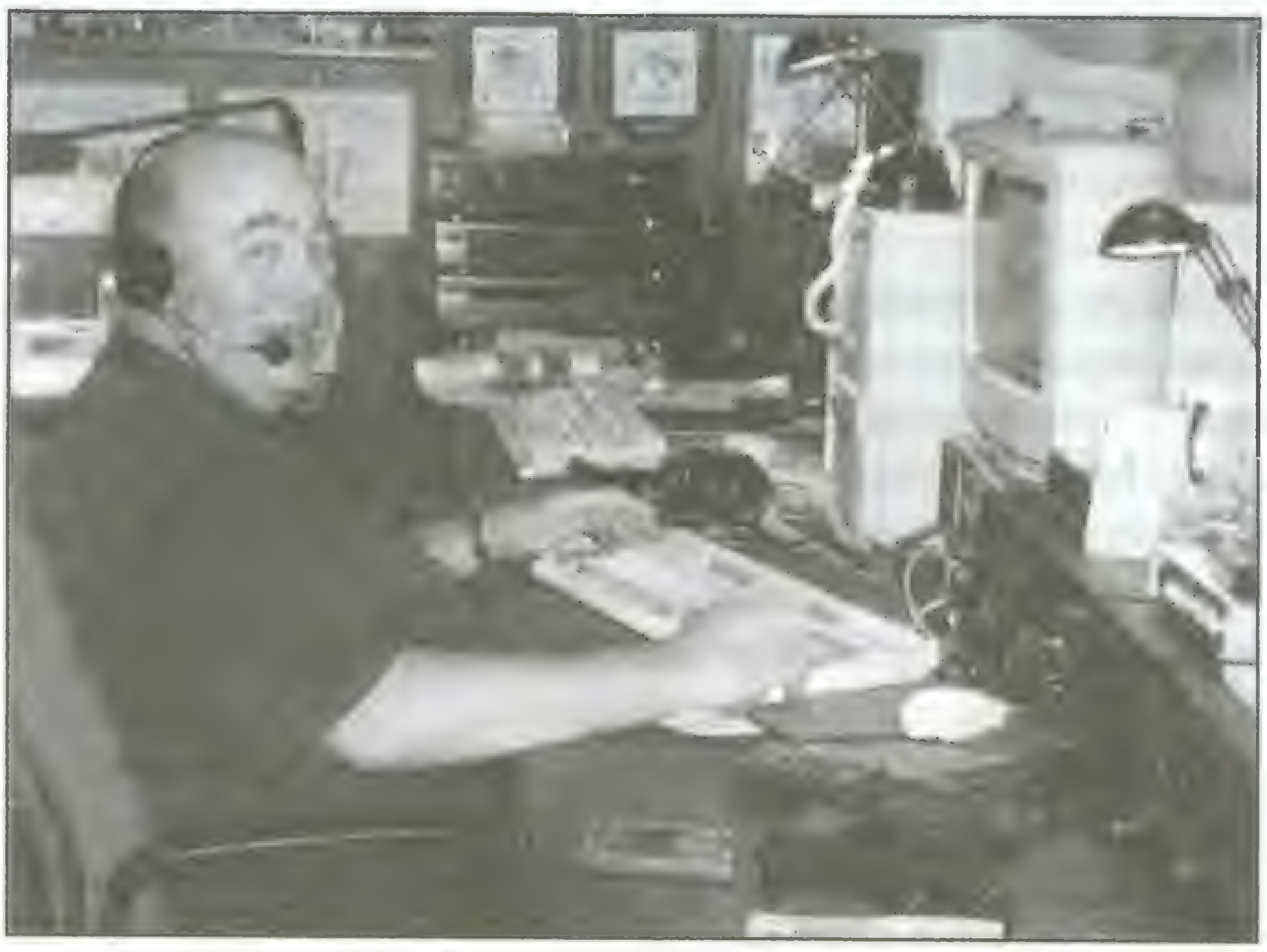


Рис.15.2 Автор, 33 года спустя (1998 г.), работающий на телефонных соревнованиях (редкое исключение) из своей двух станционной радиорубки. Обратите внимание на два приемопередатчика FT-1000MP, стоящие рядом. Над каждым стоит экран монитора персонального компьютера.

3. Что это за категория – MULTI-MULTI или MULTI-SINGLE?

Чтобы превратить мою станцию в успешную станцию для соревнований, первым делом, я задумался – «мы хотим победить – но в какой категории?». Другими словами, какое поле сражения подойдет для имеющегося у нас в наличии вооружения?

Самые большие и возможно наиболее известные станции – это multi-multi станции.

Наиболее успешные из них имеют 2 станции на диапазон; то есть 12 полностью оборудованных станций. Эти станции работают каждая на 6 диапазонах, 24 часа в сутки, и должны улавливать любой сигнал. На таких станциях необходимо иметь доступ к широкому спектру антенн с различными волновыми углами. Таким образом, они оборудованы различными многоярусными антеннами типа Yagi для ВЧ диапазонов, даже включая 40 метровые.

Вторая станция, задача которой заключается в нахождении множителей, обычно имеет доступ к более простым антеннам. Она располагается на максимально возможном расстоянии от работающих антенн станции с целью минимизации помех, хотя выделение влияния помех на том же диапазоне практически невозможно.

Межстанционные помехи являются наиболее сложной проблемой при разработке мульти-передатчика. С multi-multi станциями для соревнований, однако, диапазон каждой станции можно полностью (гальванически) отделить один от другого, что, конечно, помогает предотвратить пути нежелательного взаимодействия между станциями. В этом отношении, проще спроектировать multi-multi и сделать затем небольшую multi-single станцию, где все антенны должны быть доступны для обеих станций. Это делает исключение путей утечки намного труднее.

Есть multi-single станции, которые, касательно проектирования, действительно подпадают под категорию multi-multi станций. Я называю их большими multi-single станциями. Они состоят из шести отдельных станций, одна из которых «работает», в то время как на пяти других станциях проверяются людьми пять других диапазонов одновременно. В этой конфигурации возможно достичь лучшую изоляцию между диапазонами, потому что есть шесть абсолютно не связанных между собой станций. Эти большие multi-single станции обычно также имеют антенны, для каждой из частот на отдельных мачтах. Для создания действительно первоклассной multi-multi станции вам возможно потребуется по крайней мере от 2,5 до 5 акров (1 - 2 гектаров или 10 000 – 20 000 кв.м.) земли – сюда не включена площадь необходимая для антенн Бевериджа.

Для настройки большой multi-multi станции, в дополнение к финансовым ограничениям, просто недостаточно пространства для установки дополнительных мачт на моем заднем дворе.

Вот почему мы остановились на категории multi-single – или как я называю ее – небольшая multi-single.

Небольшие multi-single станции могут быть построены много меньше multi-multi станций. Небольшая multi-single это станция со всего двумя работающими позициями, одна для «рабочей» станции, а другая для «множительной» станции. Оператор множительной станции должен отслеживать все диапазоны для поиска множителей. В общем, обе эти станции должны иметь доступ ко всем антеннам, это означает, что довольно сложная система коммутации антенн является частью всей схемы. Такие системы коммутации увеличивают возможность нежелательного взаимовлияния между двумя станциями. Именно это делает проектирование небольшой multi-single станции технически более сложным по сравнению с большой multi-single или multi-multi станции. Само собой, что станции, спроектированные для небольших multi-single, также хорошо подходят для одно операторных соревнований с двумя передатчиками. Пока необходимым условием для multi-multi станции является улавливание сигнала каждой однодиапазонной станции, и таким образом, необходимы антенны, соответствующие всем возможным волновым углам, что не является необходимым для multi-single станции. Рабочая станция будет работать на диапазонах тогда, когда угол волны его антенны максимально соответствует распространению. Другими словами, высота антенн должна быть такой, чтобы согласовывать средний угол волны, угол волны, который дает наибольшие QSO в течение длительного промежутка времени. То есть высота антенны колеблется между 18 и 30 м для диапазонов от 10 до 40 метров. Множительная станция может вызывать множитель с антенной, находящейся не на идеальной высоте. Она может не сделать это с первого раза, но это не суть важно для множительной станции.

Но существуют не только много операторные соревнования на всех ВЧ диапазонах. Любая станция, имеющая успехи в DXing может быть кандидатом для соревнований одиночных операторов. И если станция не оборудована для всех диапазонов, можно рассчитывать на успех в одном диапазоне. Также, если вам уже есть 20, соревнования в одиночных диапазонах довольно увлекательные. Если вы работаете в длинноволновых диапазонах, у вас целый день для отдыха. Вы также можете улучшить технические качества вашей станции на любом на ваш выбор диапазоне!

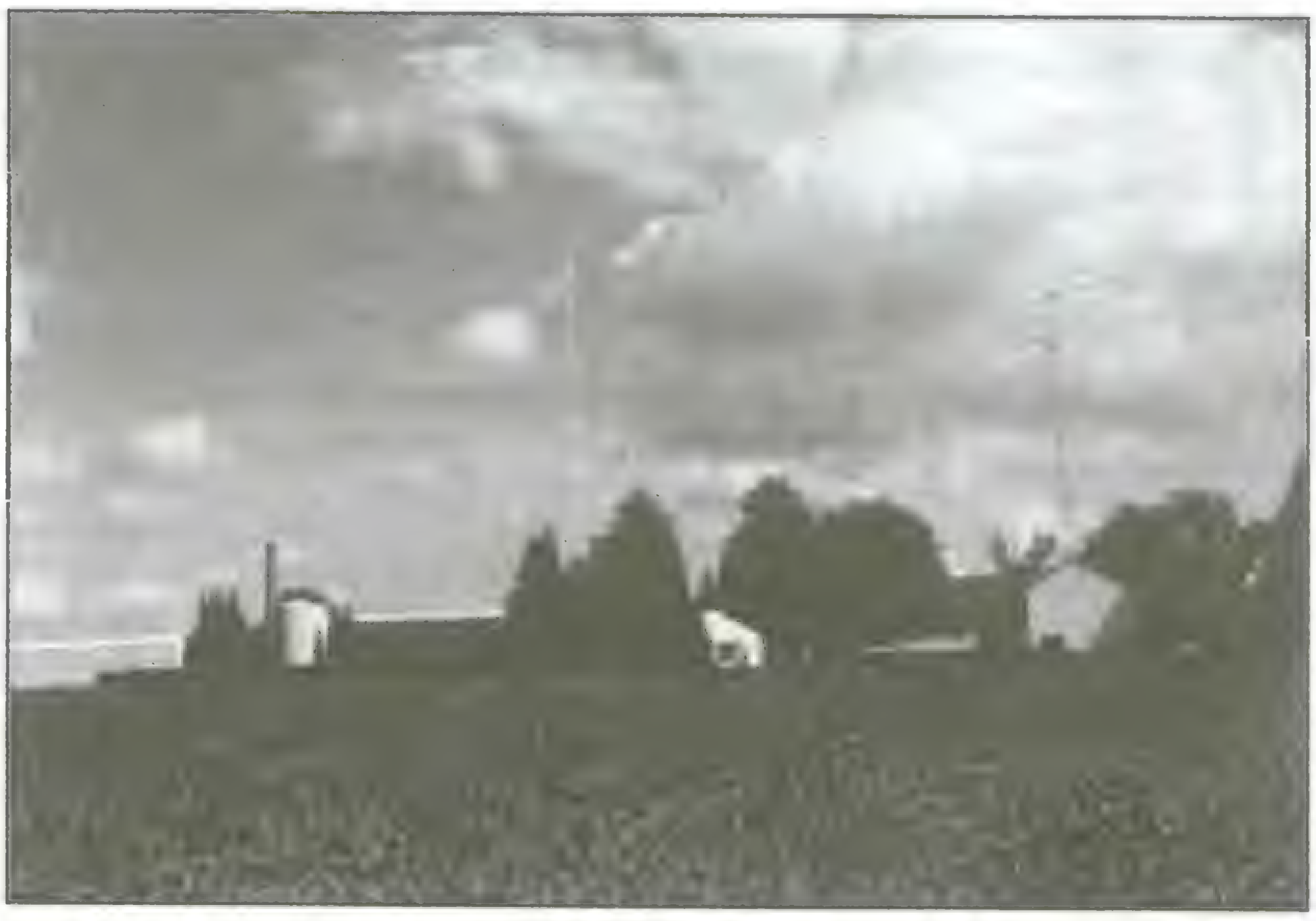


Рис.15.3. Соревновательная станция автора расположена на 4000 кв.м. (2 акра), примерно в 10 км от города Гент (Бельгия). На этом участке находятся все антенны, кроме антенны Бевериджа, конечно. На переднем плане вы видите часть этого участка (3 акра), который используется в зимний период для установки 12 антенна Бевериджа, на каждые 30°. В тексте это описано более подробно.

4. Антенны.

Станция для соревнований ON4UN/OTxT была спроектирована как multi-single и одно операторная станция с двумя передатчиками. На Рис.15.3 показано QTH и некоторые антенны. Одна мачта является опорой для 40 метровой (на высоте 30 м) и 20 метровой (на высоте 25 м) антенн типа Yagi. Поскольку они обе находятся на одной и той же мачте, их невозможно поворачивать независимо друг от друга. Похожая комбинация наблюдается на мачте номер 2, где 6-элеметная 15 метровая антенна типа Yagi (на высоте 24 м) возвышается над 6-ти элементной 10 метровой антенной типа Yagi (на высоте 19 м). Третьей мачтой является четвертьволновая 160 метровая антенна, которая также служит опорой для 80 метрового четырех элементного квадрата. Примерно на расстоянии 100 м за домом находится четвертая мачта (высотой 18 м) с трех диапазонной Yagi KT34-XA. Это именно то, что мы называем множительной антенной. Есть еще две множительные антенны, 40 метровый четырех элементный квадрат и низкая 80 метровая инвертированная V-образная антенна. Эти множительные антенны используют всякий раз, когда основная антенна не доступна для множительной станции, например, когда основная станция работает на 20 метрах с большой Yagi. При этом 40-метровая Yagi не доступна, и тогда необходимо использовать 40-метровый квадрат для работы в качестве множителя на этом диапазоне.

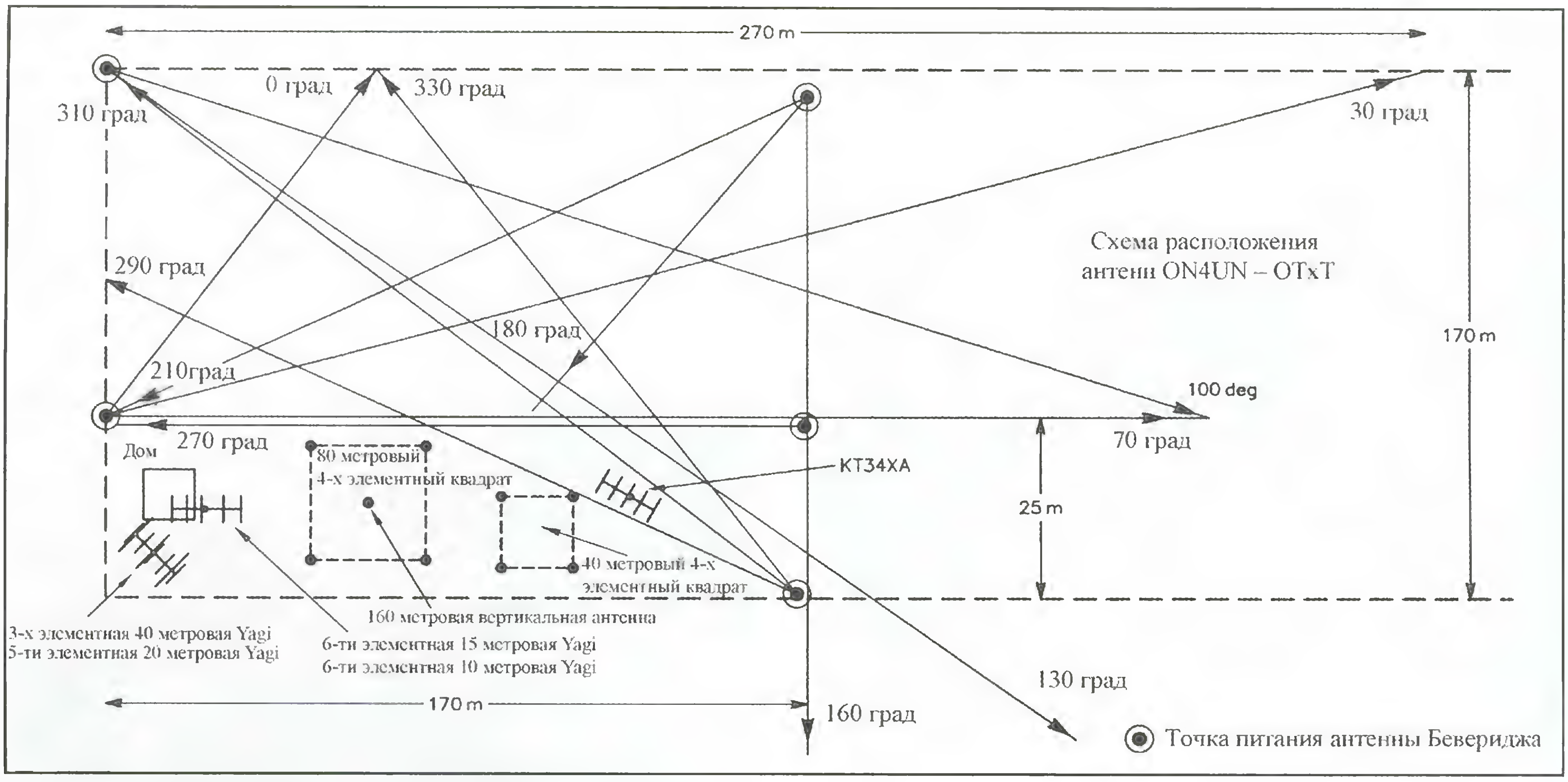

270 m
0 град
330 град
310 град
30 град
Схема расположения антенн ON4UN – OTxT
290 град
180 град
170 m
210град
100 deg
270 град
70 град
Дом
80 метровый 4-х элементный квадрат
KT34XA
25 m
40 метровый 4-х элементный квадрат
160 метровая вертикальная антенна
3-х элементная 40 метровая Yagi
5-ти элементная 20 метровая Yagi
6-ти элементная 15 метровая Yagi
6-ти элементная 10 метровая Yagi
130 град
170 m
160 град
Точка питания антенны Бевериджа

Рис.15.4. Схема расположения антенны ON4UN/OtxT. Все 12 антенна Бевериджа работают над соседними фермами, которые доступны для этой цели в период между концом октября и апреля. Длина самой короткой антенны Бевериджа составляет 165 м, самой длинной – 300 м.

С этим многообразием антенн крайне важным является проектирование безопасной системы коммутации антенны. На ON4UN/OTxT система коммутации отвечает следующим требованиям:

- Приемопередатчик выключен, когда выбрана неисправная антенна. Для этого информация диапазона с FT-1000MP (выходные данные диапазона) сравнивается с информацией диапазона, полученной с распределительных коробок антенны. Если они не совпадают, сигнал запрета посылается на приемопередатчик, и загораются предупреждающие огни.

- Работающая станция имеет абсолютный приоритет в выборе антенн. Если множительная станция выбрала ту же антенну, она автоматически переключается на эквивалент нагрузки.

- Невозможно, чтобы две станции вышли в эфир на одних и тех же диапазонах на 80 и 40 метрах. Тесты показали, что антенны настолько близки друг к другу (все на территории 4000 кв.м.), что при одновременной работе на этих диапазонах сгорит вход приемника.

- В дополнение, в распределительных коробках установлена защитная схема для 40 и 80-метровых квадратов, чтобы предотвратить случайное переключение при передаче сигнала (см. главу 11, раздел 4.1.3).

5. Станция оператора.

Когда как для «нормальной» или каждодневной DXing станции практически нет правил по поводу того, как должно все происходить в будке, в случае со станцией, участвующей в соревнованиях, оборудованной для командной работы, все по-другому. Все должно быть просто и эргономично. Оператор станции обычно не читает всякие инструкции. Он или она хотят сесть и начать работать правильно. Исходя из этого, мы решили, что вам нужно иметь следующее:

5.1. Система коммутации.

Безопасная система коммутации антенны – никогда не передаст на не ту антенну. Зрительные индикаторы того, что и где переключено плюс при ошибке загораются лампы (см. Рис.15.5).

5.2. Направления антенны.

На принимающей стороне визуальная индикация направления искателя антенны Бевериджа очень полезна.

Установка и изменение направления поворотного устройства: В разгаре битвы вы не захотите сидеть и нажимать кнопки «налево» или «направо» - просто выберите свое направление и нажмите кнопку.

На коммерческих поворотных устройствах эти кнопочки очень маленькие.

5.3. Интерфейс Радио-Компьютер.

Радио подключено к программному обеспечению. Здесь многие могут подумать об этом, как об абсолютно бесполезной характеристике – но любая ошибка дорого стоит, особенно когда возникает очень сильные колебания в значениях по сравнению с вашими конкурентами.

Иногда операторы забывают переключать диапазоны в режим регистрирующего программного обеспечения. Этот режим передает информацию о правильной частоте диапазона в программу.

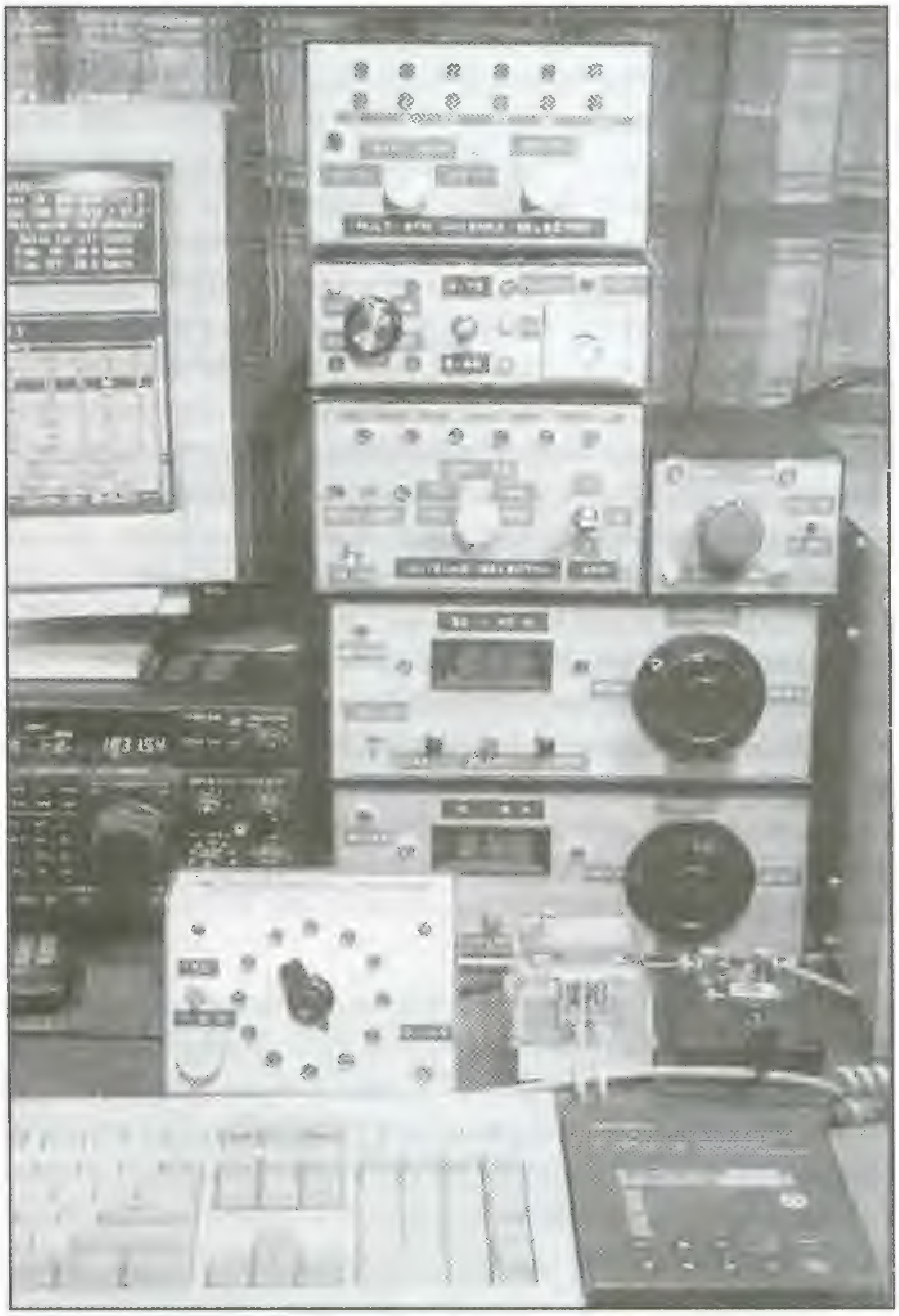


Рис.15.5. Управляющая «вышка» соревновательной станции ON4UN. Верхние блоки выбирают антенны для второй станции. Второй сверху блок контролирует 80-метровую квадратную антенную решетку. Ниже находится основной селектор станции. Самый маленький блок справа контролирует 40-метровую квадратную антенную решетку. В середине стека находятся устройства управления направления антенны (40+20 метров и 15+10 метров), с цифровым считывателем и большим, диаметром 8 см, устройством и ручками управления. Маленький блок за клавиатурой является селектором антенны Бевериджа. Большая кнопка под рукой используется с 12 светодиодами по кругу, для недвусмысленной индикации выбранного направления.

5.4. Легкие в управлении усилители мощности.

В типичной установке для соревнований multi-single или single с двумя передатчиками один из них настроен на основной диапазон, где работает комплект. Со вторым трансивером, сканирующим другие диапазоны частот, и множители подхватываются между QSO на рабочем диапазоне. Чтобы получить возможность сконцентрироваться на принципах управления передатчиком, нужно автоматизировать переключение диапазонов насколько возможно.

Настройка второго усилителя мощности между диапазонами всегда была проблемой, потому что:

- конкурирующие операторы часто не знают, как правильно настраивать усилитель;

- это занимает слишком много времени. Необходимый минимум – наклейки на передней панели усилителя со всеми установками для всех моделей антенн. Даже такие действия бывают слишком сложными для операторов, сосредоточенных на переключение этой редкой и слабой радиостанции KH8 с одного диапазона на другой.

Усилитель, автоматически переключающий диапазоны и автоматически настраивающийся к существующим значениям переключателя диапазонов, подключающий и настраивающий конденсатор, или еще лучше, полностью автоматически настраиваемый, является ответом на эту проблему.

В 1998 году станция ON4UN была оснащена усилителем ACOM2000A. Применение этого нового усилителя с полной авто-настройкой оказалось очень полезным для работы при часто меняющихся диапазонах и антеннах.

ACOM2000A (см. Рис.15.6) – номинальный 1500 Вт выходной усилитель (макс. 2000 Вт) с авто-настройкой на основе двух тетродов 4CX800A (или ГУ74Б), сделанных в России (замена которых обходится в Европе около $50-60). Это первый увиденный мной настоящий любительский высокочастотный усилитель с авто-настройкой. После нажатия кнопки на дистанционной панели управления усилитель автоматически настраивается в течение 0.5 секунды. Функция авто-настройки не ограничена заданными величинами; она просто настраивается на полное соответствие загруженной частоте в пределах КСВ 2 (на некоторых диапазонах при КСВ 3), и делает это полностью автоматически, без единого человеческого вмешательства. Передняя панель усилителя абсолютно пуста (кроме кнопки Вкл/Выкл), что позволяет «спрятать» усилитель в любое удобное место. Все функции управления и мониторинга сосредоточены на дистанционной коробочке управления, которую во время работы легко можно разместить рядом с клавиатурой. Усилитель ACOM можно подключить к компьютеру через разъем RS-232 для управления на расстоянии или проверки. В усилитель также встроен процессор, содержащий всю необходимую информацию (о токе, напряжении, температуре). В случае неисправности можно переслать информацию о последних 12 случаях неисправности, хранящуюся в INFO BOX, продавцу товара по телефону, набрав код Бодо – просто поместите микрофон к крошечному репродуктору на задней стороне RCU, или через компьютер и его коммуникативные каналы (Интернет, модем, и т.д.). Нет нужды говорить, что использование этого усилителя сильно увеличило гибкость и эффективность станции на соревновании OTxT.

Широко известный усилитель Alpha 87A (см. Рис.15.7) обладает схожими, но не идентичными характеристиками (номинальный выход также 1500 Вт, те же макс. 2000 Вт), и, конечно же, является правомерным кандидатом на усилитель для станций высшего класса. Усилитель Alpha 87A использует две вакуумные лампы 3CX800A7 (триодов). Он содержит внешний интерфейс RS-232, позволяющий контролировать усилитель на расстоянии.

Рис.15.6. Фрэнк, DL2CC, на парном соревновании между станциями на OT8T испытывает возможности нового усилителя с авто-настройкой ACOM 2000A (на переднем плане). Используются два FT1000MP. Два компьютера, объединенные радиотрансляционной сетью, работают в регистрационной программе для соревнований, а к ним подключены две клавиатуры, гарантирующие максимальную гибкость. Отдельные телеграфные манипуляторы используются для обоих радиопередатчиков. С разрешения правил соревнований третий компьютер соединен с радиотрансляционной сетью с целью работать в программе, которая очищает данные различных Packet Cluster и вводит программы DX в сеть.

В дополнение величинами ключевых параметров можно управлять дистанционно. За 8 лет продано более 1000 таких усилителей. Данная модель зарекомендовала себя как отличный усилитель с авто-настройкой и с великолепной надежной характеристикой. Помимо Alpha 87A модели Alpha 89 и Alpha 91b также широко используются для соревнований, DXpeditions и DXing. В большинстве случаев эти усилители сделали возможным ловить сигналы DXpedition на 160 метров.

Технически основное различие между усилителями Alpha 87A и ACOM 2000A состоит в величине памяти программы, подключающей и настраивающей значение конденсатора, а также в количестве возможных установок в каждом диапазоне.

Усилитель Alpha 87A обладает положениями переключателя настройки «по умолчанию» для номинального сопротивления нагрузки 50 Ом (КСВ = 1), которые, как правило, эффективны для нагрузок при КСВ ниже 1.5. Усилитель хранит в памяти положения переключателя диапазонов, настройки и подключения конденсатора для 5 поддиапазонов каждого диапазона, в том числе и 12, 17 и 30-метровые диапазоны. Один такой поддиапазон имеет ширину 100 кГц на всех диапазонах между 3.5 и 21 МГц, ширину 400 кГц в диапазоне 28 МГц и 40 кГц в диапазоне 1.8 МГц. В дополнение, если КСВ выше 1.5, или если наилучшая работа ожидается на низких величинах КСВ, можно вручную заранее настроить линейную цепь и загрузить эти «самодельные» данные в банк памяти. Это означает, что в среднем для каждого диапазона существует 10 возможных установок, 5 для настроек по умолчанию и 5 для данных, настроенных вручную.

Усилитель ACOM 2000A автоматически настраивается (переключатель диапазонов, значение и настройки конденсатора) для любой частоты между 1.8 МГц и 29.8 МГц и может запомнить 9 различных установок для каждого поддиапазона. Это тоже дает возможность ручной настройки. Ширина поддиапазона зависит от частоты: 1.8-2.2 МГц: 25 кГц; 2.2-5 МГц: 50 кГц; 5-15 МГц: 100 кГц; 15-21.9 МГц: 150 кГц; 21.9-22.5 МГц: 200 кГц; 22.5-26.5 МГц: 250 кГц; выше 26.5 МГц: 300 кГц. Наличие полосы 50 кГц на 80 метрах может иметь преимущество над полосой 100 кГц, т.к. сопротивление антенны может значительно меняться внутри диапазона 100 кГц на 80 метрах. То же самое, конечно, и на 160 метрах. Можно ввести в память усилителя ACOM 2000A до 10 различных антенн (на поддиапазон), каждая из которых слегка отличается от других сопротивлением для каждого поддиапазона . Правильные настройки, соответствующие определенной выбранной антенне, можно загрузить с помощью дистанционного пульта управления. В качестве альтернативы можно использовать компьютерную программу для управления этой настройкой через разъем RS232. Та же программа может управлять выбором антенны, достигая полного соответствия выбора антенны настройке усилителя.

Рис.15.7. Питер, ON7OC, работающий на станции для соревнований OTxT с использованием усилителя Alpha 87A, который, как и ACOM 2000A, идеально подходит для соревнований.

Общее у двух усилителей то, что оба могут воспроизвести из памяти ранее запрограммированные данные для переключения диапазонов, подключения и настройки конденсатора. Усилитель Alpha 87A содержит одну настройку заранее запрограммированных данных на один поддиапазон плюс одну настройку из установок по умолчанию при 50 Ом, тогда как усилитель ACOM 2000A имеет в наличии не менее, чем 10 запрограммированных настроек на один поддиапазон. В усилителе Alpha 87A эти установки нужно настраивать вручную (если не используются установки по умолчанию для 50 Ом). В усилителе ACOM 2000A все настройки производятся автоматически. Ручная настройка усилителя Alpha 87A на максимум выходного сигнала на 10 метрах занимает у меня около 30 секунд. А усилитель ACOM 2000A настраивается автоматически обычно менее чем за 1 секунду.

При изменении диапазона оба усилителя автоматически распознают ВЧ сигнал возбудителя и переключаются на соответствующий поддиапазон.

Чтобы сменить диапазон, все, что нужно сделать, это послать сообщение длиной в точку, или, например, «а» («б» тоже прекрасно подойдет) по телефону, и усилители настроятся в течение доли секунды.

Похоже, что доступные каналы продажи, надежность в течение длительного времени и обслуживание покажут, составит ли усилитель ACOM 2000A достойную конкуренцию усилителю Alpha 87A.

6. Радиостанция с технической точки зрения.

Очевидно, что технические требования к станции для соревнований намного серьезнее, чем требования к случайным или даже серьезным DXing. Задумайтесь только о подавлении гармоник. Станции, созданные для работы с несколькими передатчиками должны быть технически качественны, чтобы быть успешными. Такие станции передают чистейшие сигналы, а их гармоники подавляются намного лучше, чем в стандартном варианте. Еще одна проблема состоит в том, чтобы поддерживать работу станции для соревнований на высоте весь год. Требуется высокий уровень технического конструирования оборудования для поддержания антенн в работе.

6.1. Рабочий стол.

После многих лет работы в слишком маленькой радиостанции (3x3.5 м), которая 2 раза заняла первое место в Европе в соревнованиях multi-single (фигурально выражаясь, мы сидели друг у друга на коленях…), одну стену все же снесли, сделав возможным поставить один рабочий стол 7 м в длину и 1 м в ширину. (Нет, наш домик не рухнул!)

В связи с соревнованиями возник план новой радиостанции. Для обеспечения лучшего ВЧ и безопасного заземления нижняя поверхность стола 1x7 м была покрыта толстым 1-мм слоем алюминия. Этот слой дает возможность максимальной нагрузки оборудования на стол, и минимальные сопротивление и, особенно, индуктивность для качественного радиочастотного заземления. 40 клемм, установленных на алюминиевом листе, обеспечивают наиболее кратчайший путь тока заземления для этих клемм. К алюминиевому листу на задней стороне стола присоединены широкие и короткие скобы, которые служат для заземления различного оборудования. Стол отодвинут от стены примерно на 15 см, чтобы поместить провода, а также для вентиляции. Для качественного заземления алюминиевый лист также соединен с короткой металлической полосой превосходного ВЧ заземления сразу за пределами станции при помощи 40-см толстого кабеля, проходящего прямо через отверстие в стене.

Стол оборудован тремя питающими сетями, каждая из которых оснащена профессиональными фильтрами. Одна сеть питает рабочее оборудование всей станции, другая питает все усилительные приборы станции, а третья питает все оборудование VHF/UHF (PacketCluster и т.д.).

6.2. Контролирующий дисплей на каждой станции.

В пылу битвы операторы иногда стремятся, в телефонном режиме, усилить звук до предела, что обычно заканчивается слабым и искаженным сигналом, совсем ненужными звуками, и т.д. мой контролирующий дисплей всегда соединен с выходами всех станций. Я пользуюсь уже не новым 20-МГц контролирующим дисплеем и ответвляю небольшую долю ВЧ мощности при помощи делителя напряжения из сопротивлений, расположенного на выходе усилителя. В этом случае у оператора всегда есть под рукой образец передаваемого сигнала.

6.3. Проблема междиапазонных помех.

При установке двух или больше станций междиапазонные помехи являются технической проблемой номер один. Но, как говорится, каждая проблема – это возможность. В данном случае нам предоставляется возможность совершенствования. Производителям оборудования предоставляется возможность улучшить свою продукцию.

Помехи можно свести к минимуму при следующих условиях:

- разносить антенны насколько это возможно;
- использовать вертикальную и горизонтальную поляризации для получения преимущества дополнительного затухания другой поляризации;
- использовать полосовые фильтры между возбудителем сигнала и усилителем;
- использовать усилители с цепью П-L, а не только с цепью П;
- избегать синфазного тока в линиях передачи;
- гальванически изолировать линии питания различных диапазонов частот;
- использовать режекторные фильтры между усилителем и антенной;
- подтолкнуть изготовителей оборудования к производству передатчиков с более низким шумом в основном канале.

Очевидно, что помехи будут услышаны на частотах гармоник. Это представляет значительно большую проблему в телеграфном участке, чем в телефонном.

Телеграфные участки все в нижних частях диапазонов и гармоники частоты 3.503 будут 7.006, 14.012, 21.018 и 28.024 – все прямо в телеграфных участках. В телефоном участке, если вы работаете на 3.775 МГц гармоники будут на 7.550, 15.100 и т.д. за пределами диапазона.

Существенной проблемы с гармоническими частотами при работе в телефонном участке не существует.

К сожалению, современные передатчики передают не только нужный нам сигнал; они также передают много шума вокруг передаваемой частоты. Этот шум порой мешает разобрать сигнал, даже при многих кГц от точных значений гармоник передаваемой передатчиком частоты частот передатчика, если не прибегать к эффективной фильтрации. И даже тогда окончательное улучшение должно прийти со стороны конструкторов и изготовителей радиопередатчиков, которые должны заставить наше оборудование производить меньше шума в основном канале.

6.3.1. Полосовые фильтры средней мощности.

Существует несколько коммерческих источников, где можно достать полосовые фильтры средней мощности, широко используемые в установках для соревнований между двумя или несколькими станциями. Я имел дело с устройствами ICE и Dunestar. Устройствам ICE приписывают 200 Вт, и если КСВ низкий, они выдержат 200 Вт. Устройствам Dunestar приписывают 100 Вт. Использовав оба, недавно я сделал некоторые измерения. Оба типа устройств обладают вносимыми потерями между 0.3 и 1.0 дБ, в зависимости от диапазона частот. благодаря используемым схемным решениям фильтры Dunestar имеют достаточно крутые склоны.

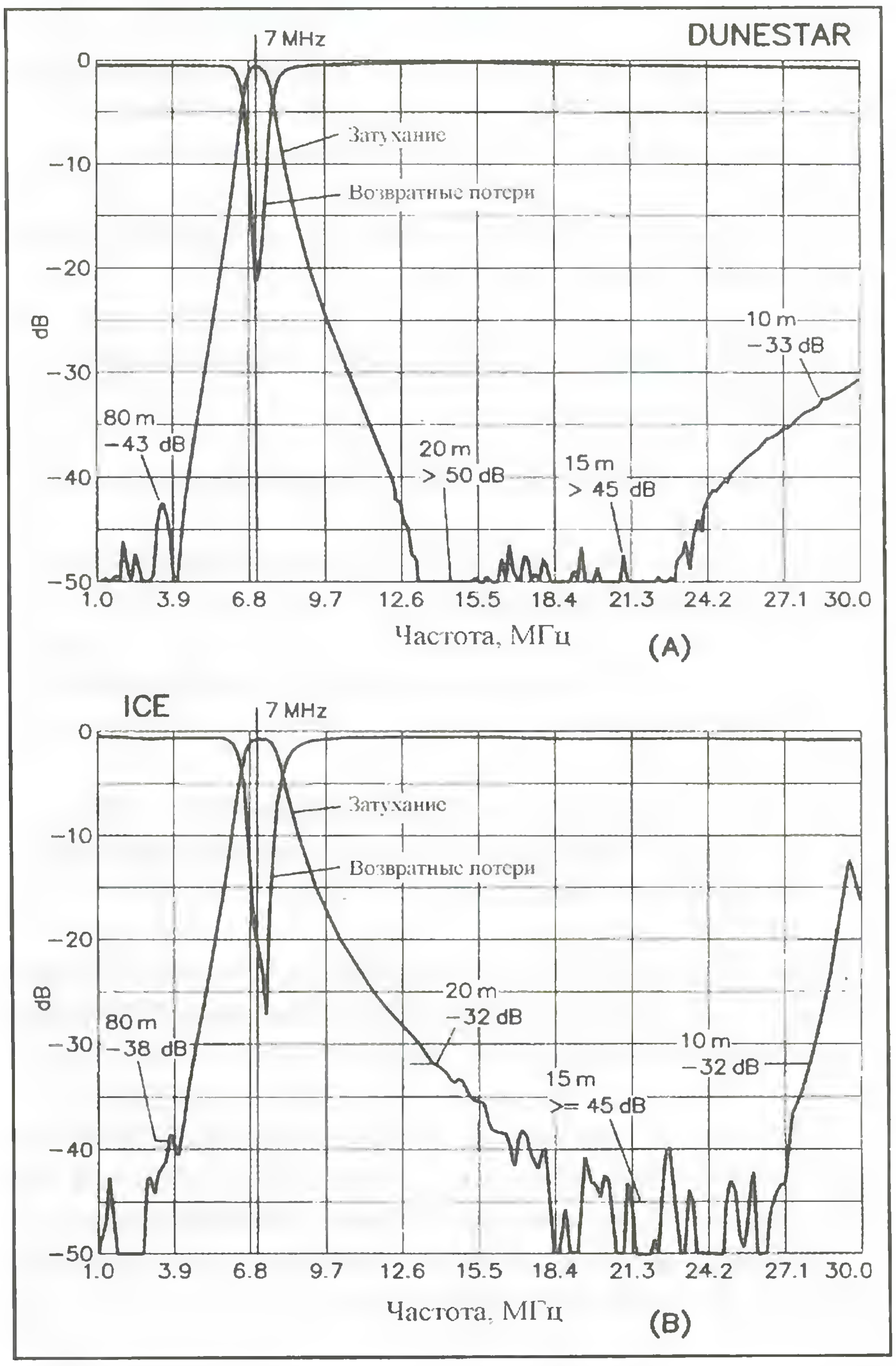


Рис.15.8. Характеристики затухания и возвратных потерь для 40-метровых полосовых фильтров ICE и Dunestar, измеренных автором.

В таблице 15.1 перечислены некоторые основные характеристики этих фильтров, которые я измерил для 160, 80 и 40 метров.

Важен факт, что фильтры работают при низком КСВ. Если нет, вы пережжете все конденсаторы. Также важно, возбуждая усилитель мощности через один из таких фильтров, чтобы усилитель был переключен на правильный диапазон. При неправильной настройке вы получите высокий КСВ входного сигнала. Если же в этом случае возбудитель сигнала оснащен встроенным тюнером, фильтр попытается поглотить всю мощность, имея очень плохое согласование, которое гарантирует перегорание всех составных частей. Следовательно, никогда не включайте автоматический тюнер, работая с полосовыми фильтрами. Хорошо бы также контролировать выбор правильного фильтра прямо у выхода радиопередатчика, дабы не занести в фильтр радиочастоту ненужного диапазона. Должно быть, несчетное количество соревнующихся операторов проделали все это. Я уверен, что запасные конденсаторы для этих фильтров должны быть самыми продаваемыми предметами!

Таблица 15.1. Характеристики затухания для полосовых фильтров ICE и Dunestar (160, 80 и 40 метров).

	1.8 МГц	3.5 МГц	7 МГц	14 МГц	21 МГц	28 МГц
ICE 1 60 м	0.4 dB	15 dB	27 dB	40 dB	>45 dB	>45 dB
Dunestar 160 м	1.0 dB	28 dB	>45 dB	>45 dB	>45 dB	>45 dB
ICE 80 м	25 dB	0.34 dB	17 dB	30 dB	>40 dB	>45 dB
Dunestar 80 м	42 dB	0.64 dB	37 dB	>45 dB	>45 dB	>45 dB
ICE 40 м	>45 dB	38 dB	0.8 dB	32 dB	>45 dB	32 dB
Dunestar 40 м	>45 dB	43 dB	0.6 dB	>50 dB	>45 dB	33 dB

6.3.2. Фильтры высокой мощности.

Если вы работаете с большой мощностью, также необходимо установить фильтры за усилителем, т.к. усилитель тоже генерирует мощные гармоники. В дополнение, эти фильтры предназначены не только для того, чтобы подавить гармоники, но и для того, чтобы ослаблять сигналы на частотах всех диапазонов, а также на частотах ниже передаваемой частоты. Нередко сигналы одного из каналов мульти операторной радиостанции смешиваются в усилителе с другими сигналами (радиовещательных или других любительских диапазонов), создавая нежелательные продукты смешения. Совершенный фильтр – тот, который естественно ослабляет все «ненужные» диапазоны, но и создает сильное затухание на второй гармонике.

Наиболее распространенный способ получения внеполосного затухания это использование режекторных фильтров. Такие фильтры могут быть сделаны с помощью дискретных элементов или коаксиального кабеля.

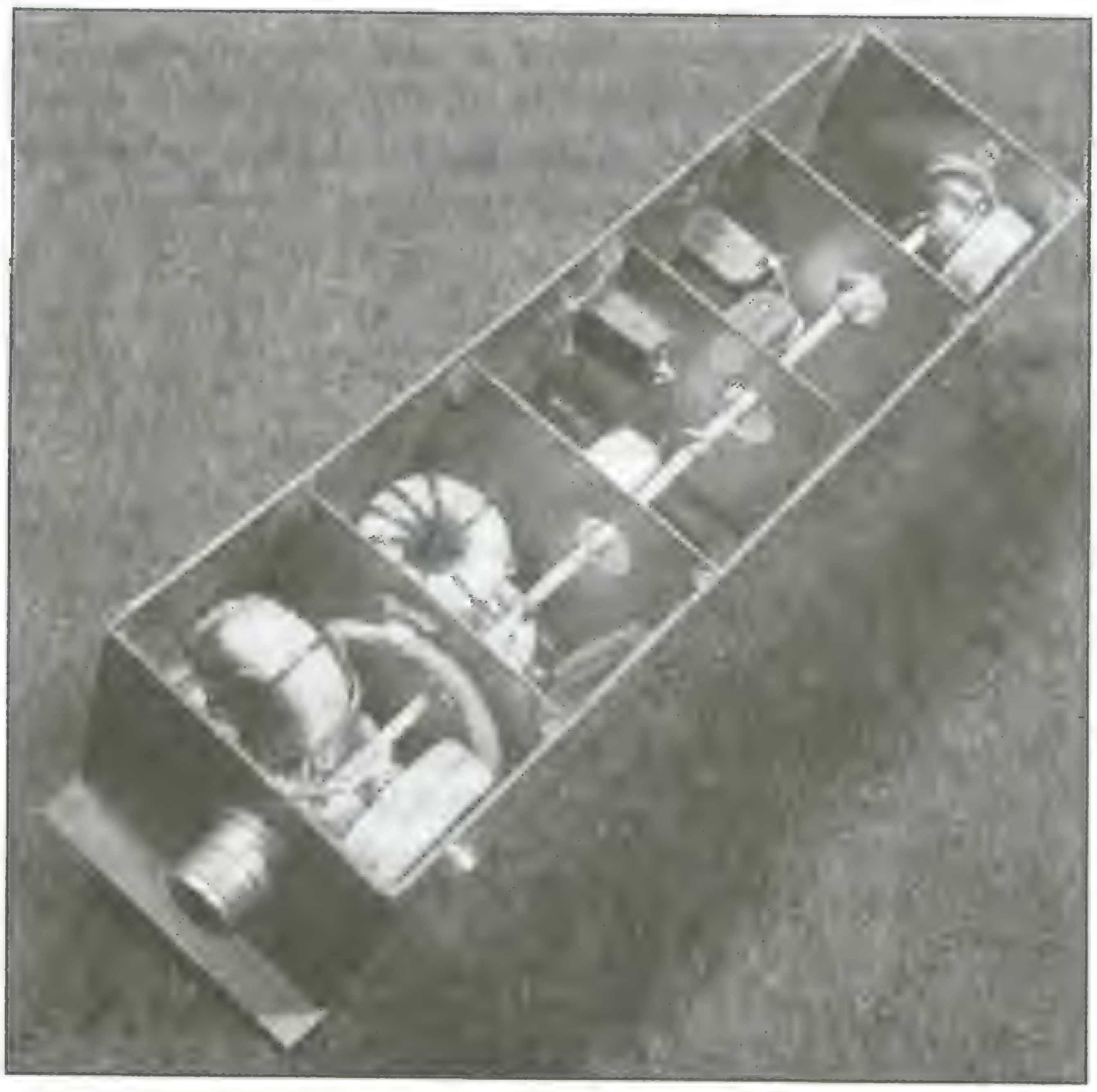


Рис.15.9. 10-метровый режекторный фильтр высокой мощности. Это простое устройство использует по одному заграждающему фильтру последовательно соединенных для каждого из 5 диапазонов, предназначенных для подавления.

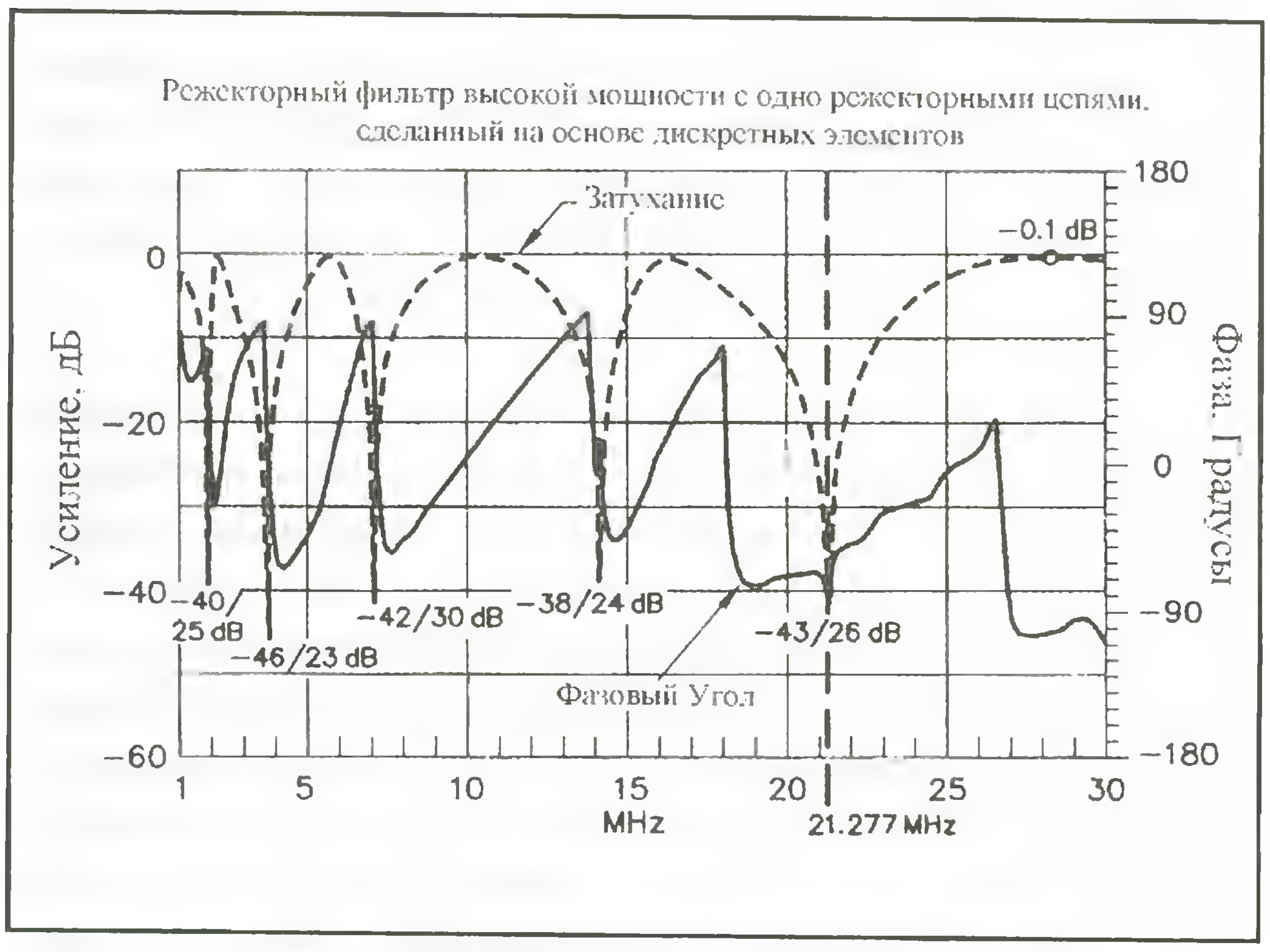


Рис.15.10. Кривая подавления для 10-метрового фильтра высокой мощности, сделанного в домашних условиях. Данные графики представляют и данные центральной области, и данные по краям полос пропускания. Например: Отклонение графика в центре 15-метрового диапазона составляет 43 дБ, а по краям полос пропускания отклонение равно 26 дБ. Данная диаграмма была построена при помощи анализатора цепей Alpha/Power.

6.3.2.1. Использование дискретных элементов.

Фильтры высокой мощности, сделанные с помощью дискретных элементов, отличаются от произведенных с помощью коаксиального кабеля возможностью иметь гораздо меньшие размеры, но элементы для конструирования таких фильтров очень сложно получить (высокая мощность, высокое напряжение, сильноточные конденсаторы), и данная конструкция требует некоторой квалификации и применения качественного анализатора цепей.

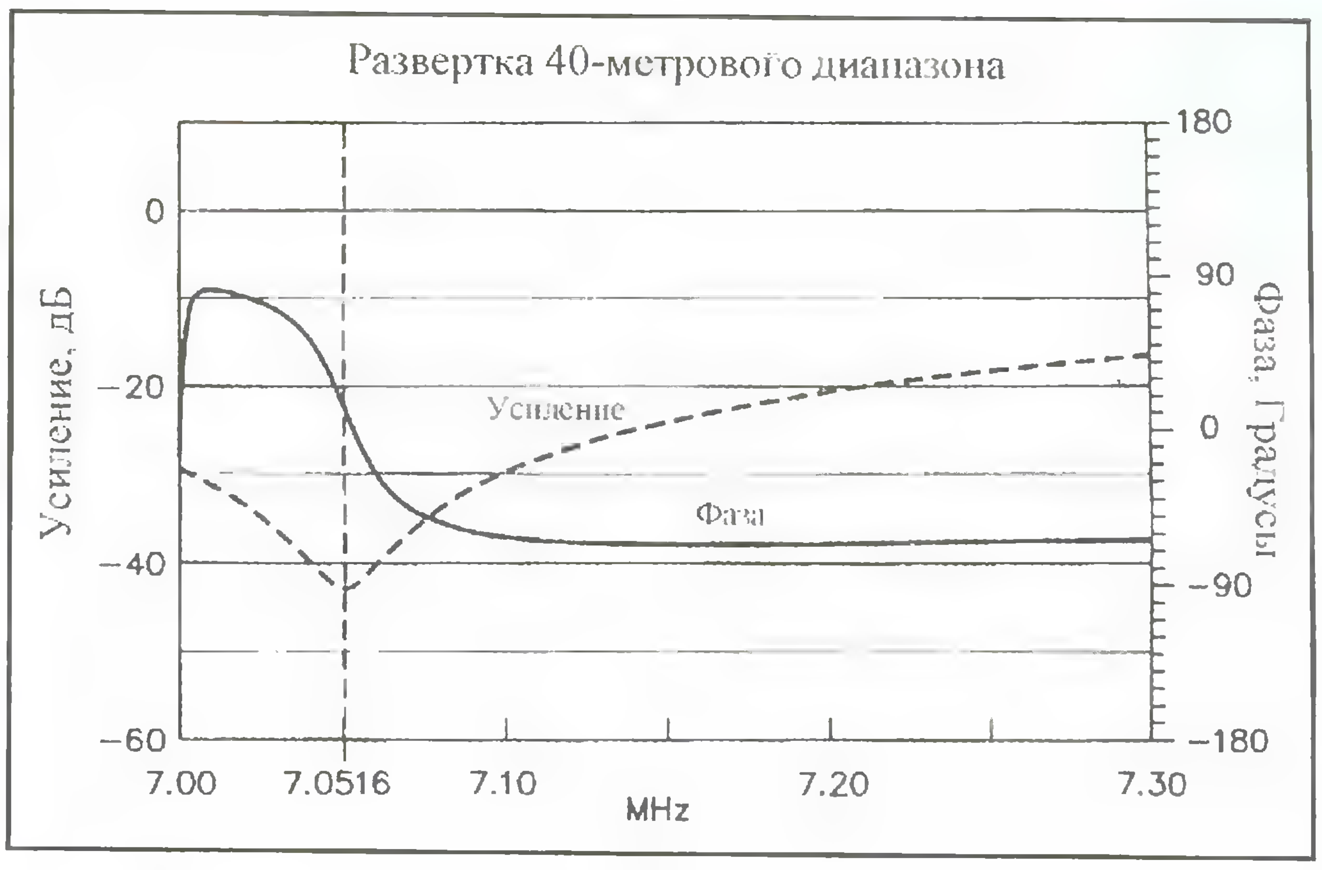


Рис.15.11. При помощи анализатора цепей Alpha/Power можно создать предварительно заданную развертку любого любительского диапазона частот, что действительно очень удобно. В данном примере мы видим детальный анализ действия фильтра на расстоянии 40 метров.

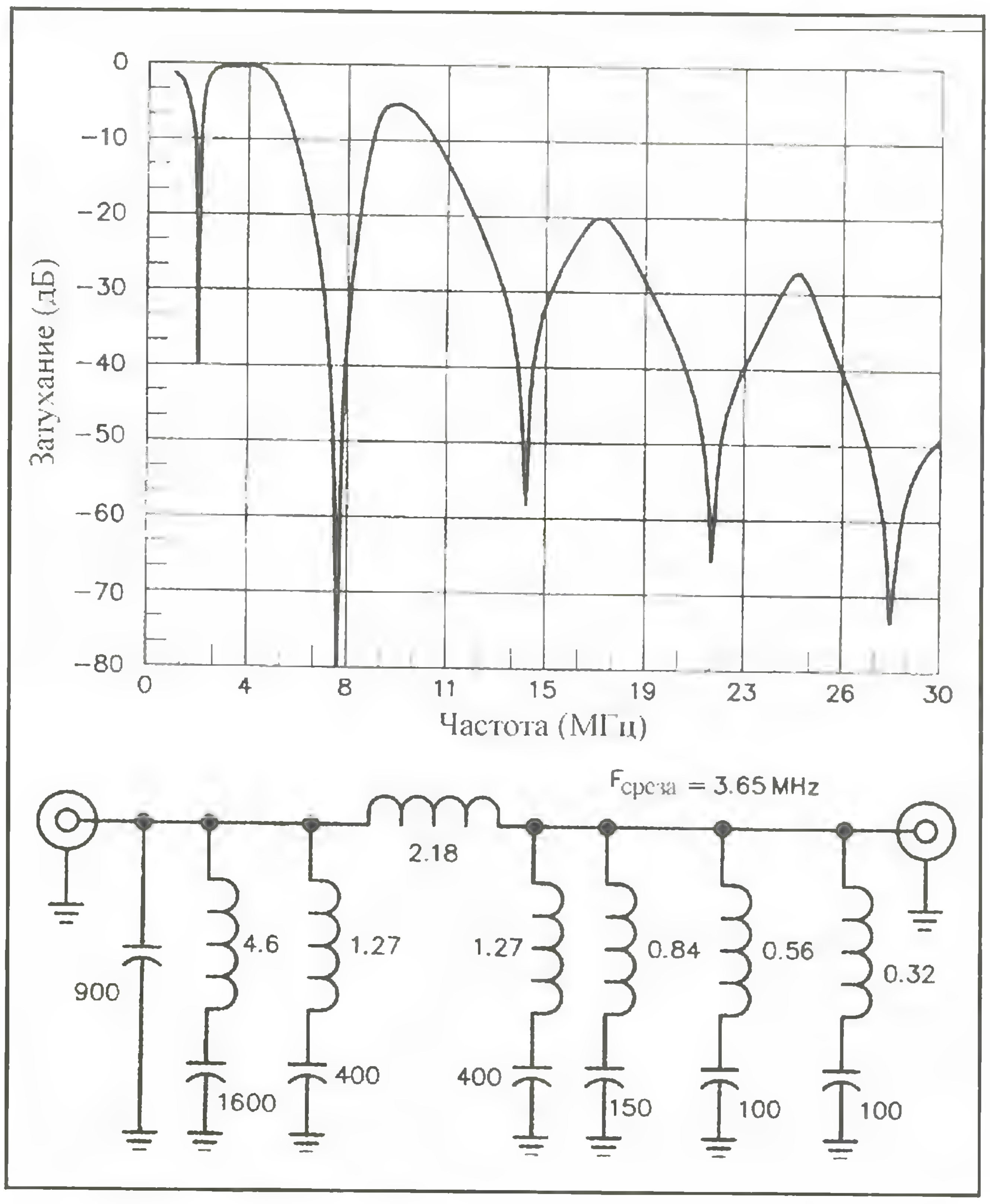


Рис.15.12. Высокоэффективный 80-метровый фильтр, сделанный при помощи дискретных элементов и двух 40-метровых заграждающих фильтров. Данный фильтр имеет подавление 80 дБ на 40 метрах и 60-75 дБ на 20, 15 и 10 метрах. Вносимые потери составляют менее 0.1 дБ.

В данной книге не рассматривается конструирование подобных фильтров. Я спроектировал множество таких фильтров с высоким качеством работы. Рис.15.9 изображает 10-метровый режекторный фильтр, работающий при мощности 3-кВт и рассчитанный на длительную работу. Фильтр встроен в ящик размерами 25х6х6 см.

Ящик изготовлен из двухсторонней стеклотекстолитовой платы, которая идеально подходит для применения.

С однополюсными последовательными колебательными контурами для каждого диапазона, затухание от 38 до 46 дБ было получено на всех 5 диапазонах, с вносимыми потерями около 0.1 дБ.

Принцип проектирования подобных режекторных фильтров на самом деле довольно прост. Для начала сконструируйте 5 последовательных колебательных контуров, каждый из которых настроен на нужную вам частоту, и соедините все эти заграждающие фильтры параллельно. Для 10-метрового фильтра все эти контура создадут индуктивное сопротивление на 10 метрах. Эту величину очень легко вычислить, подсчитав сопротивление всех катушек и всех конденсаторов (5 с каждой цепи), находящихся в фильтре. Т.к. они соединены последовательно (для каждого диапазона), можно просто сложить величины, принимая во внимание знаки (+ для катушки и – для конденсатора). Далее следует вычислить величину параллельного соединения, так же как и в случае с параллельными цепями резисторов. А теперь можно отключить это положительное сопротивление с помощью параллельного конденсатора, который заставит резонировать всю цепь на частоте 28 МГц. Все действительно просто.

Для других диапазонов последовательные колебательные контуры ниже рабочей частоты проявятся, как катушки на проектируемых частотах, и как конденсаторы на частотах выше проектируемых. Благоразумно выбирая соотношение между L и C в заграждающих фильтрах с последовательными колебательными контурами, можно сконструировать фильтры, в которых положительная реактивность одной группы заграждающих фильтров компенсирует отрицательную реактивность другой группы, что означает отсутствие необходимости для параллельных катушек или конденсаторов, настраивающих фильтр на КСВ, равное 1.0, на рабочей частоте.

На Рис.15.12 изображен высокоэффективный 80-метровый фильтр, использующий 2 40-метровых заграждающих фильтра для усиленного подавления. Основой является фильтр НЧ П типа. Влияние этого фильтра можно увидеть на полной характеристике графика подавления фильтра. Подобные фильтры можно с легкостью соорудить с помощью программы ARRL Radio Designer Software, которая идеально подходит для этой цели. В данном случае я спроектировал симметричный фильтр нижних частот П типа, и расположил заграждающие фильтры по обеим сторонам катушки, чтобы получить одинаковые величины емкостей. Конденсатор (900 пФ) должен быть добавлен только с одной стороны, чтобы настроить фильтр нижних частот. Величина катушки может быть легко просчитана с помощью модуля LINE STRETCHER программы NEW LOW BAND SOFTWARE.

При желании сконструировать собственные фильтры лишь небо является пределом. Главная проблема создания подобных фильтров – достать подходящие конденсаторы. Катушки могут быть намотаны на прессованные тороидальные сердечники (диаметр 6.5 мм). Убедитесь, что вы вычислили проектируемую мощность, которая будет рассеяна на сердечниках. На смежных диапазонах встречается высокая степень нагревания в сердечниках, а в некоторых случаях требуются и двухдюймовые сердечники.

Эта книга не предусматривает детальное рассмотрение концепции, дизайна и конструирования таких фильтров, но они необходимы, чтобы сделать радиостанцию с несколькими передатчиками наиболее конкурентоспособной.

6.3.2.2. Использование коаксиальных кабельных шлейфов.

Давайте рассмотрим ситуацию, когда мы хотим работать на 80 метровой станции, а одновременно работает станция на 40 метрах в соревновании на CW.

Четвертьволновый закороченный шлейф, изготовленный из RG-213, отрезанный для 80 метров, обеспечит затухание примерно 26 дБ на частоте 7 МГц, 24 дБ на частоте 14 МГц, 23 дБ на частоте 21 МГц и 22 дБ на частоте 80 МГц (см. Рис.15.13). Затухание на 80 метрах составит менее 0.1 дБ.

Четвертьволновый шлейф, изготовленный из RG-213, отрезанный для 20 метров, обычно показывает затухание 37 дБ. Такой же шлейф, сделанный из RG-58, имеет затухание 25 дБ. А коэффициент затухания 10-метрового шлейфа, сделанного из RG-213, может достигать 40 дБ.

Используя 2 идентичных шлейфа, можно почти удвоить затухание, но не просто соединяя их параллельно! Соединение одного короткозамыкателя параллельно с другим может в лучшем случае, при условии, что они равно «хороши» или «плохи», прибавить к коэффициенту затухания лишние 6 дБ. Однако, это всего лишь способ увеличить затухание.

Рассмотрим линию питания с точки зрения усилителя мощности. При хорошо спроектированном и собранном усилителе фильтр П-L может иметь высокий коэффициент затухания на 40 метрах. Но существует также некоторая мощность на 40-метрах на выходе усилителя. Допустим, что она на 50 дБ ниже, чем основная мощность на 80-метрах. На выходе усилителя мы предположим небольшое сопротивление для второй гармоники, это общепринятое утверждение для фильтра П-L. Сейчас если мы поместим шлейф (который является короткозамкнутым на 40 метрах) сразу на выходе усилителя, то произойдет наложение одного короткозамыкателя на другой, что даст не очень эффективный результат.

Если же мы поместим четвертьволновую коаксиальную линию между выходом усилителя и шлейфом, то мы трансформируем очень низкое сопротивление (на 40 метрах) на очень высокое сопротивление. А если мы теперь присоединим коаксиальный шлейф в этой точке, то получим наибольший эффект короткозамыкателя, которым является кабельный шлейф. Все эти действия верны только в случае, если выход усилителя представляет собой низкое сопротивление для второй гармоники (40 метров). Можно поставить эксперимент на практике: установить шлейф прямо на выходе усилителя и проверить коэффициент затухания на 40 метрах. Далее нужно поместить четвертьволновую линию между усилителем и шлейфом. Если значение коэффициента затухания улучшилось (что наиболее вероятно), следует оставить ее там.

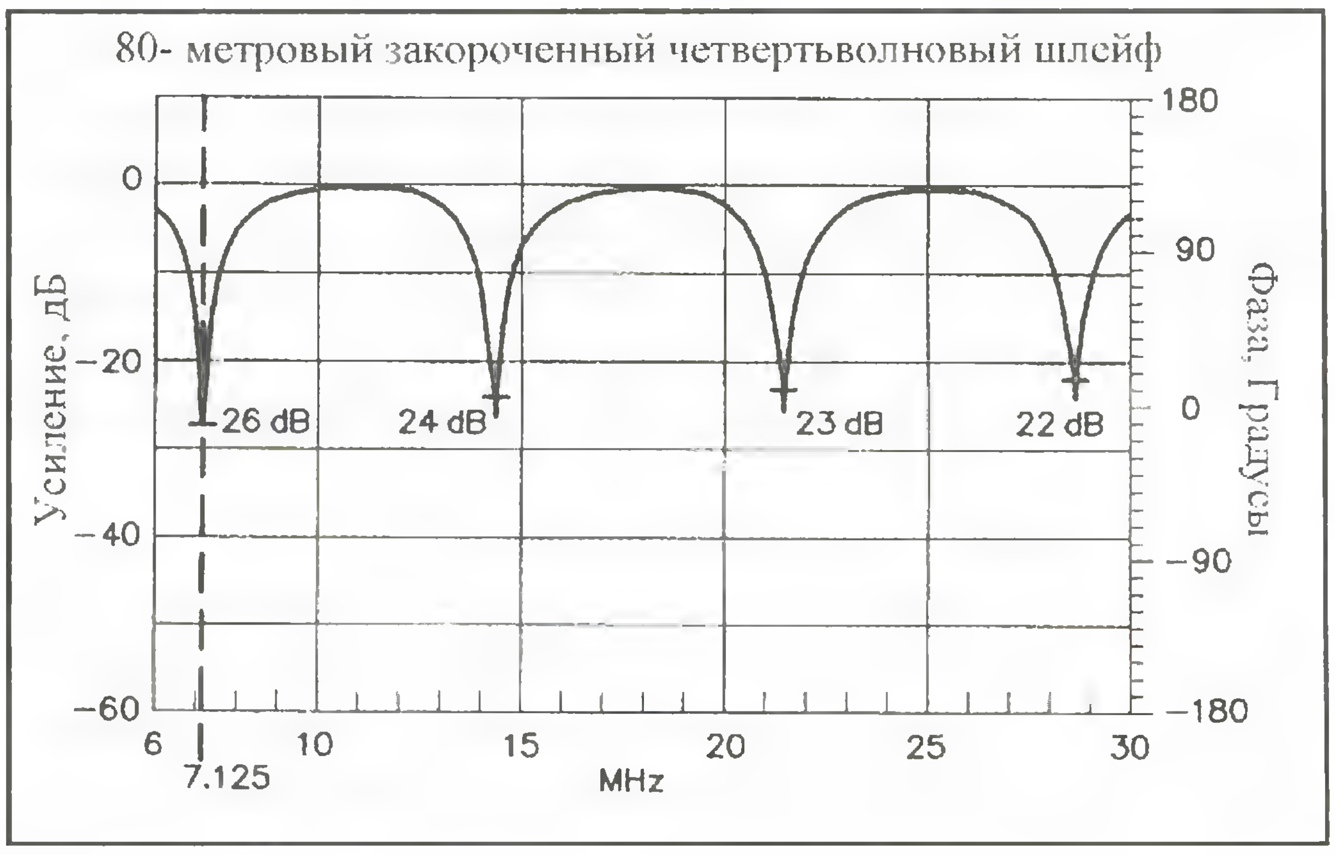


Рис.15.13. «Пики» затухания получены на всех гармонически связанных частотах. Данная диаграмма построена при помощи анализатора цепей Alpha/Power.

На Рис.15.13 изображено затухание 80-метрового закороченного коаксиального кабельного шлейфа (от 6 до 30 МГц).

Но вам требуется больше 25 дБ. В этом случае можно установить еще одну четвертьволновую «изоляционную» линию между первым и вторым кабельными шлейфами. Я называю линию изоляционной, т.к. она эффективно изолирует оба шлейфа. Принцип аналогичен ранее описанному. Два шлейфа, изолированные четвертьволновым коаксиальным кабелем (на 40 метрах), теперь показывает затухание в 56 дБ на частоте 7 МГц, и 50 дБ на частоте 21 МГц, но «всего лишь» 31 дБ на 20 метрах и 30 дБ на 10 метрах. Это логично, поскольку «изоляционная» линия, выполняя трансформацию правильно, должна иметь нечетное число четвертей длин волн на подавляемой частоте. Данное утверждение действительно только на частотах 7 и 21 МГц. На 20 и 10 метрах можно получить лишь упомянутое увеличение коэффициента затухания на 6 дБ.

Коаксиальные шлейфы могут быть использованы в качестве элементов фильтров нижних частот. Их также можно использовать в сочетании с дискретными элементами. Например, на Рис.15.15 представлено сочетание простейшего 160-метрового фильтра нижних частот с четырьмя коаксиальными кабельными шлейфами. Кривая коэффициента затухания поразительно четкая и показывает более 70 дБ на всех диапазонах частот.

Сопротивление коаксиального кабеля, предназначенного для изготовления шлейфов, несущественно. Однако очень важны вносимые потери кабеля. 80-метровый шлейф, изготовленный из RG-58, дает затухание примерно 15-17 дБ, тот же шлейф, изготовленный из RG-213, дает 25 дБ, а кабель 7/8 дюйма Hardline дает 40 дБ!

В радиостанциях для соревнований можно также установить постоянные шлейфы в точках питания однодиапазонных антенн. Пример был приведен в главе 13 (на Рис.13.41/1). В приведенном примере короткозамкнутый четвертьволновый короткозамкнутый (160 метров) шлейф, обеспечивающий защиту от статического электричества, одновременно обеспечивает затухание 80-метровых гармоник, установлен в точке питания 160-метровой вертикальной антенны.

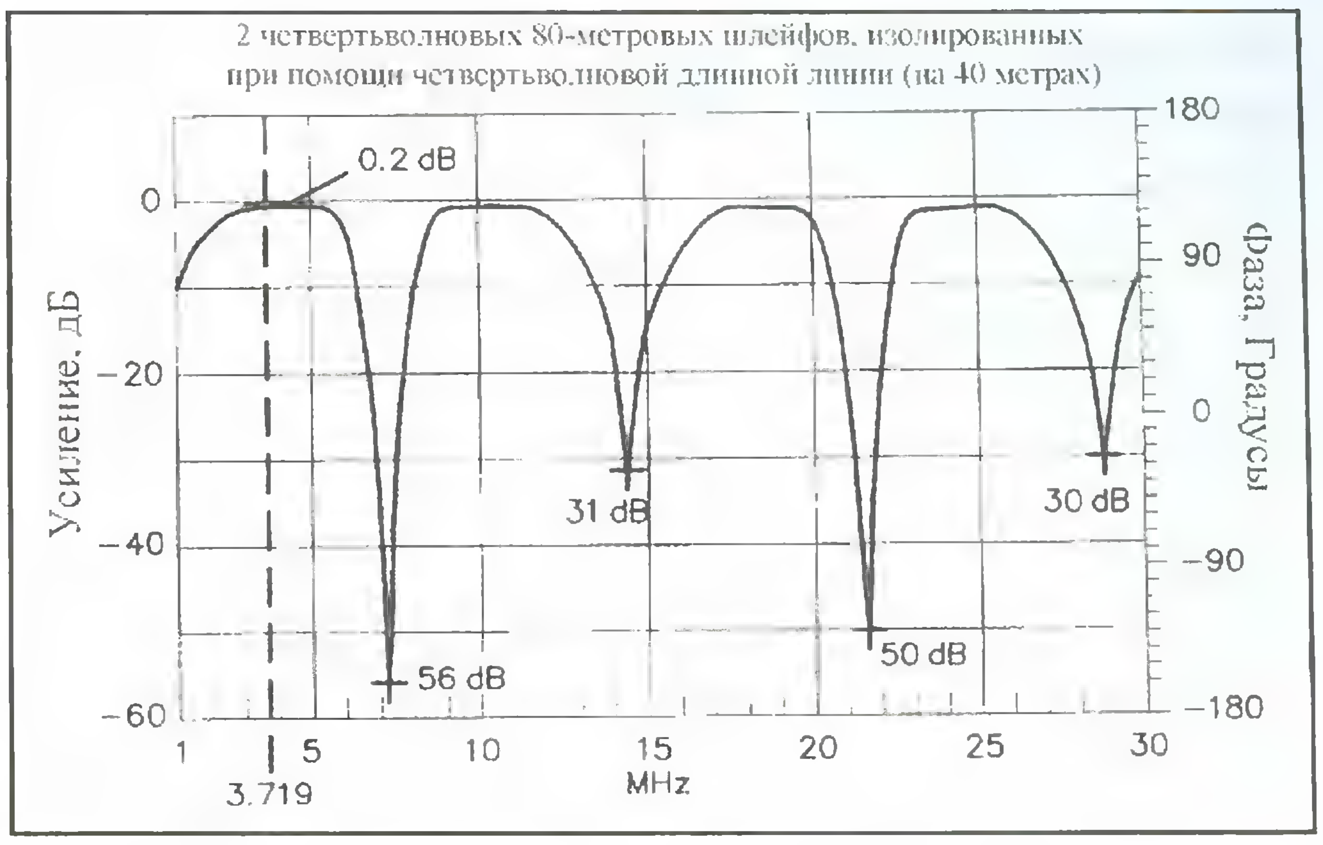


Рис.15.14. Кривая затухания для двух шлейфов, разделенных четвертьволновой линией передачи (см. текст). Данная кривая построена при помощи анализатора цепей Alpha/Power.

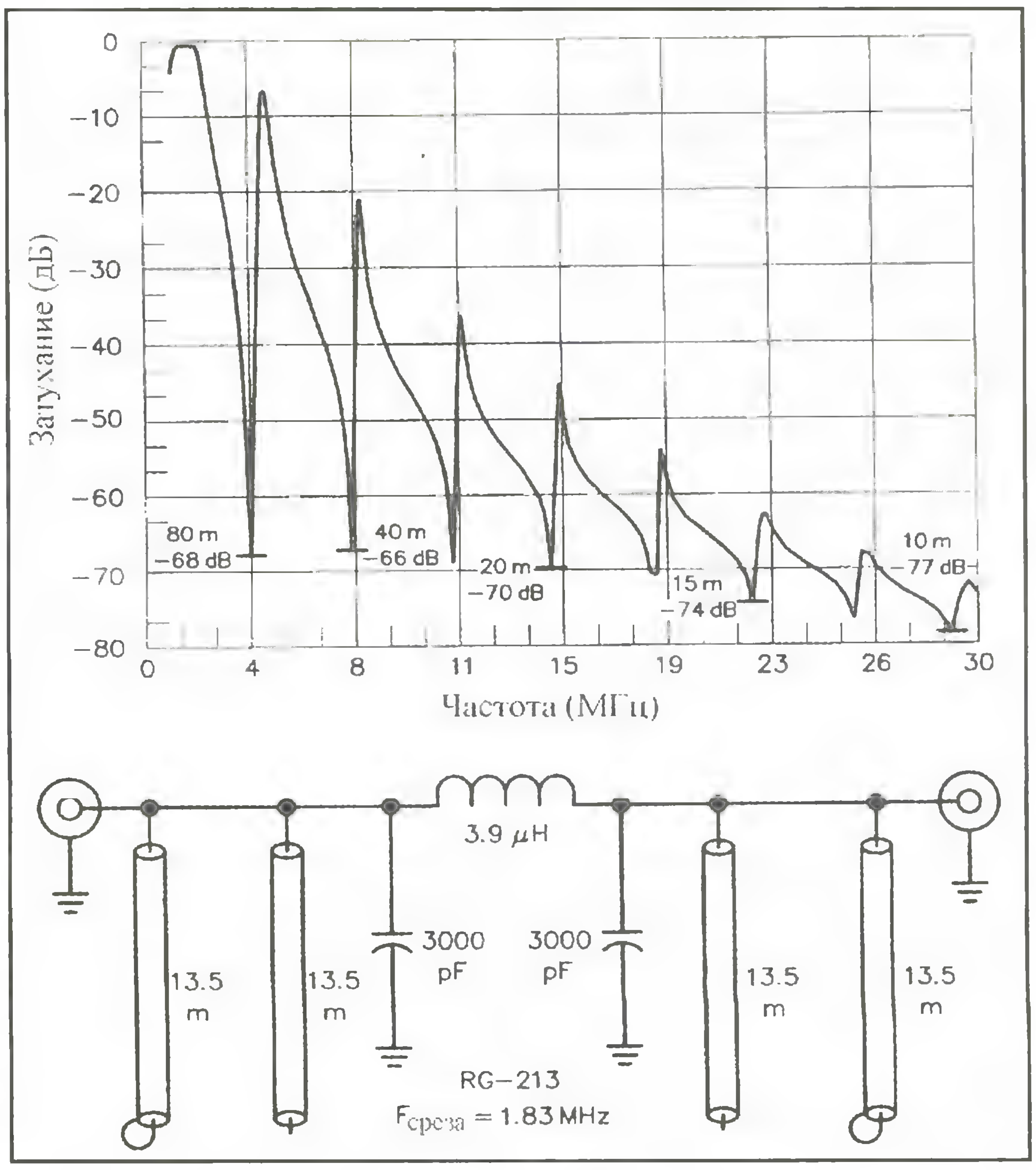


Рис.15.15. Графики затухания для шлейфов, примененных в совокупности с дискретными элементами, с целью сконструировать фильтр нижних частот. См. текст.

Десятка лучших устройств составляет многодиапазонную систему переключения, которая могут возбуждаться большинством трансиверов (для получения полной информации обращаться: **http://www.qth.com/topten/ или w2vjn@rosenet.net**).

7. Компьютеры и программное обеспечение.

Годами компьютеры занимали важное место в среднестатистической любительской радиостанции. На станции для соревнований компьютер, или очень часто компьютеры, подобны сердцу или интеллекту радиостанции.

Во время типичной операции multi-single мы имеем дело с 6 компьютерами, работающими в программе OTxT. Было время, когда их было 10, но теперь много функций могут быть объединены в одном компьютере. На обеих позициях стоит по одному компьютеру с экраном на FT-1000MP. Мы называем их компьютерами RUN и MULT, установленные на рабочих местах Run и Mult. А третий компьютер, работающий для тех же соревнований (CT или Writelog) – компьютер МП. МП расшифровывается как Мастер Процедур. Мастер Процедур отвечает за получение нами полного доступного пакета информации PacketCluster. Он же расшифровывает информацию и решает, в каком режиме работать: "Run" или "Mult". Он является ответственным за это. Мы вполне удовлетворительно пользовались этой техникой много лет. На четвертом компьютере загружена операционная система QWin, программа пакетной радиосвязи. Все эти компьютеры объединены общей сетью.

7.1. Сеть компьютеров.

Для первой операции multi-single, такой как OT3T в 1993 году, мы объединили множество компьютеров от модели 286 до очень современной модели 386 с частотой 66-МГц при помощи медных кабелей с последовательным соединением. Несмотря на фунты ферритовых стержней и тороидов, мы, конечно, не достигли полного отсутствия ВЧ помех. Компьютер нередко может зависнуть без особой причины. Несколько раз в течение эксперимента нужно было объединить файлы и перезагрузить компьютер. Такая ситуация безусловно далека от идеала.

На следующей ступени мы заменили все медные соединительные кабели кабелями из оптического волокна. Они, конечно, лучше по своим качествам, но все же не 100% пуленепробиваемые.

Дэвид Роббинс, KITTT, и Уэйн Райт, W5XD, предложили оптимальное решение данной проблемы. KITTT разработал необходимые драйверы для работы с программой CT через сеть Ethernet, а регистрационное программное обеспечение на станции для соревнований с опорой на Windows, основанное на W5XT, несомненно поддерживает связь с сетью Ethernet. С момента подключения к сети Ethernet (при помощи коаксиального кабеля RG-58) с целью объединить компьютеры я ни разу не встречал компьютера, который забарахлил или утратил single QSO.

7.2. Подключение к PacketCluster.

В наших станциях для соревнований мы используем специализированные компьютеры с целью получить весь пакет информации PacketCluster в течение соревнований мульти операторных станций или при полуавтоматической работе моно операторных станций. Мы используем последнюю версию программы QWin Packeteer, которая представляет собой пакетную радиосвязь совместно с программой Internet Telnet, имеющей много интересных свойств для работы на соревнованиях.

Эта версия по-прежнему 16 бит, что означает возможность ее запуска только на старых компьютерах в Windows 3.x. Однако, в будущем времени станет доступной версия 32 бит.

При пакетной радиосвязи вы можете выбрать между базовым и терминальным режимами работы. В терминальной режиме вы можете подключиться только к одному PacketCluster в один прием. Большинство DXer работает именно в этом режиме для нормального оперирования программой PacketCluster. Однако, в базовом режиме можно подключиться одновременно к 10 программам PacketCluster.

В дополнение вы можете подключиться к PacketCluster через Интернет или телефонную линию (Telnet). Можно подключиться к 10 программам PacketCluster через пакет и еще к одной через Telnet опять же одновременно.

Все сообщения из любых максимум 11 каналов фильтруются внутри программы QWin. Существует 3 основных окна. В первом окне под названием Packeteer (окно пакетной радиосвязи) можно выбрать до 10 каналов и, если нужно, просмотреть каждый из них отдельно. Второе окно называется Telnet, третье – DX-Navigator. Это окно, которое показывает отфильтрованные сообщения DX, что означает отсутствие двух идентичных сообщений DX. Содержание окна доступно в последовательном порте (на ваш выбор), в формате, идентичном тому формату, который вы получите со своего модема. Это значит, что мы можем пополнять наши систематизированные регистрационные программы, такие как DX4WIN, CT, NA, N6TR или Writelog, этой информацией.

QWin обеспечивает или CW, или голосовое сообщение информации через звуковую плату.

На рис.15.16 изображена блок- схема этой мощной программы. Обратите внимание, что ею всецело можно управлять на расстоянии с другого компьютера через сеть (например, через Ethernet).

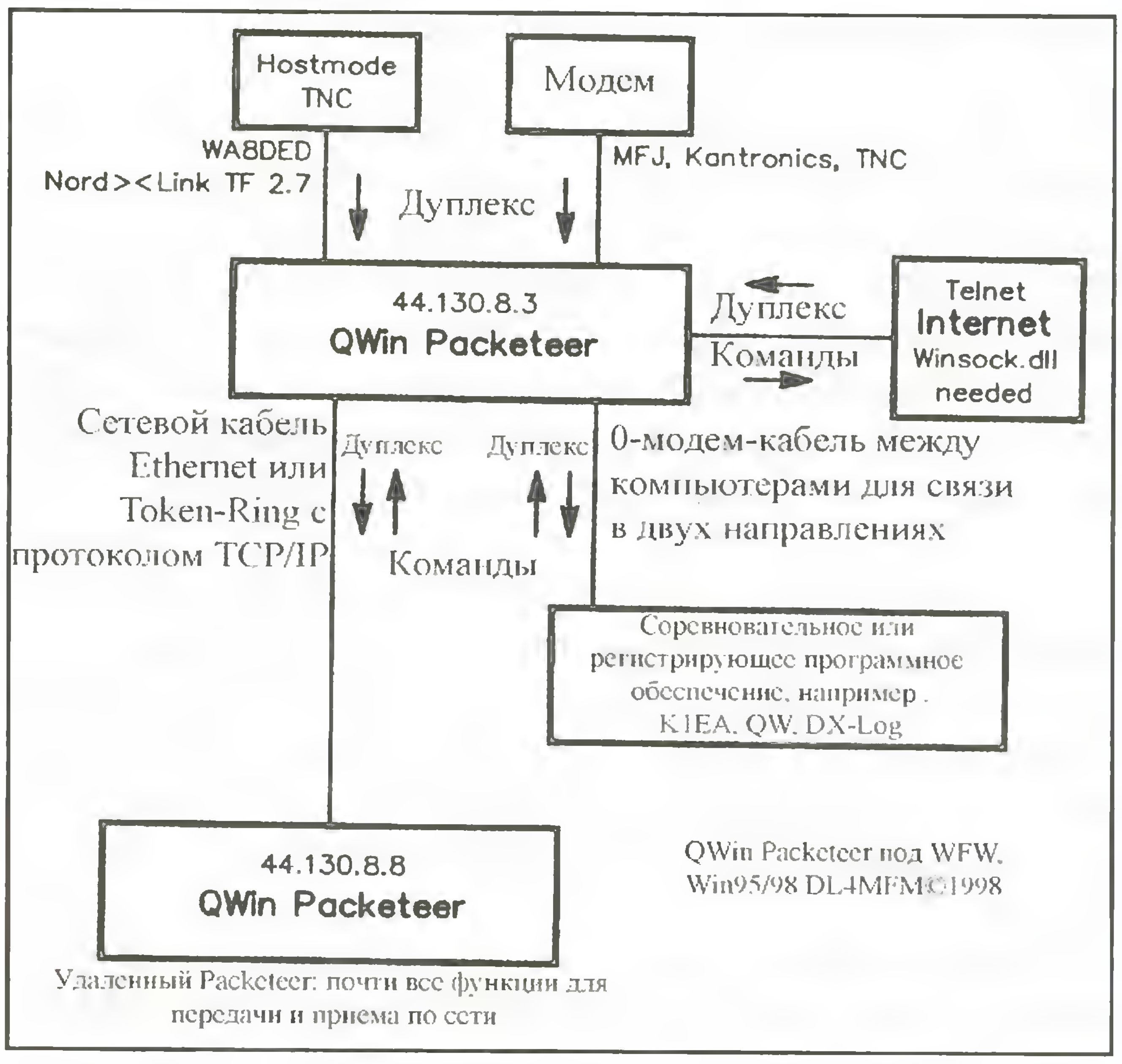

Hostmode TNC
Модем
WA8DED
Nord><Link TF 2.7
MFJ, Kontronics, TNC
Дуплекс
44.130.8.3
QWin Packeteer
Дуплекс
Команды
Telnet
Internet
Winsock.dll needed
Сетевой кабель Ethernet или Token-Ring с протоколом TCP/IP
Дуплекс
Дуплекс
Команды
0-модем-кабель между компьютерами для связи в двух направлениях
Соревновательное или регистрирующее программное обеспечение, например . K1EA, QW, DX-Log
44.130.8.8
QWin Packeteer
QWin Packeteer под WFW, Win95/98 DL4MFM©1998
Удаленный Packeteer: почти все функции для передачи и приема по сети

Рис.15.16. Интегрированная программа QWin PacketCluster дает наибольшую гибкость для нашей станции, делая возможной работу без надзора оператора. Вы остаетесь подключенными к 10 программам PacketCluster через пакетную радиосвязь плюс подключение к еще одной через Telnet или Интернет.

Полная информация размещена на сайтах: ***http://www.fietz-online.de/qw/,*** или пишите письма по адресу: ***webmaster@fietzonline.de или mfietz@fietz-online.de.*** Копию оценочного программного обеспечения можно загрузить через Интернет.

7.3. Компьютерный шум.

За все время работы на различных компьютерах я ни разу не сталкивался с проблемой прямого излучения компьютера. Конечно, если расположить антенну на станции слишком близко к компьютеру, вы соберете все виды помех. Очень важно расположение ваших антенн на безопасном расстоянии от компьютеров, качественная защита, заземление и устойчивое положение линий питания, идеальное соединение коаксиального кабеля с приемником.

Все же экраны компьютеров могут быть очень зашумленными. При покупке нового монитора убедитесь в возможности его вернуть при условии слишком высокого уровня излучения. Также можно добавить дополнительные ферритовые сердечники на кабель, соединяющий компьютер с монитором.

8. Результаты.

Вспомните, почему мы участвуем в соревнованиях. Существуют, конечно, водители, гонщики Формулы 1, жаждущие выиграть. Но существуют также ученые, которые хотят увидеть продукт своего труда, свой двигатель, свою станцию, свою антенну, занявшую первое место в международных соревнованиях. Этого добивался и я.

Но я также встречал многих профессиональных водителей (операторов) и техников (всегда доступные помощники из местного радио-клуба). Это, несомненно, важный социальный аспект соревнований.

Начиная с 1993 года, моя станция испытывалась в 47 международных соревнованиях (организованных или ARRL, или CQ), и 32 раза заняла первое место (в Европе и в мире) и 6 раз второе место. Это доказывает, что антенны, как и станция, способны побеждать в соревнованиях на лучшее оборудование. В соревнованиях, организованных ARRL DX, были протестированы возможности станции на 80 метрах не менее 9 раз в одном диапазоне частот (5 в CW и 4 в телефонном). Все 9 закончились первыми местами в Европе (или даже в мире). Это было настоящим испытанием в бою квадратной четырех элементной антенной решетки с одним противовесом, описанной в главе 11 (раздел 5.3). Результаты испытания были в дальнейшем подкреплены итогами соревновании CQWW CW на 80-метрах в то же самое время (93-97 г.г.), как указано в таблице 15.2. В течение 1994 и 1996 г.г. на CQWW CW мы выиграли 5-ти диапазонные DXCC за один уик-энд, 10 на 80 метрах в 1994 и 15 на 160 метрах в 1996. Более 100 государств за один уик-энд на 160 метрах, думаю, было новшеством.

Участвуя в соревнованиях CQWW на 160 метров 9 раз за последние 12 лет, 9 раз мы занимали первое место (в Европе или в мире), и на большинстве этих соревнований набрали наибольшее число множителей (см. таблицу 15.3).

Таблица 15.2. Результаты 6 ежегодных участий в соревнованиях CQWW DX CW на OTxT в длинноволновом диапазоне.

Соревнования CQWW	160 DXCC	Зоны 160	80 DXCC	Зоны 80	Место
1993 CW - 80			114	35	1-е в Мире
1994 CW	83	17	107	33	2-е в Европе
1995 CW - 80			118	35	1-е в Мире
1996 CW	102	32	116	32	1-е в Европе
1997 CW	87	21	112	33	2-е в Европе

Таблица 15.3. 9 участий в соревнованиях CQ CW на 160 метров закончились девятью первыми местами в Европе.

Соревнование	Ранг	DXCC	Место
1987 CQ 160 CW	-	-	1-е в Европе
1988 CQ 160 CW	33	64	1-е в Мире
1991 CQ 160 CW	37	57	1-е в Мире
1992 CQ 160 CW	27	62	1-е в Европе
1993 CQ 160 CW	30	70	1-е в Европе
1994 CQ 160 CW	32	80	1-е в Европе
1995 CQ 160 CW	47	82	1-е в Мире
1996 CQ 160 CW	47	79	1-е в Европе
1997 CQ 160 CW	49	76	1-е в Европе

Результаты конкурса говорят не только о работе передающих антенн (квадратной на 80 метров и вертикальной четвертьволновой на 160 метров), но и, что намного важнее, о возможностях станции принимать сигнал.

9. Дальнейшие улучшения.

Чтобы сохранить свою конкурентоспособность для международных соревнований, нужно совершенствовать станцию каждый год. Участники таких конкурсов так и поступают. Это движущая сила, которая ведет к улучшению технологий и концепций производства. В действительности эта сила почти противоположна DXing. Чем больше вы преуспели в DXing, чем больше областей вы освоили, тем меньше работы вам осталось, и вы спокойно можете расслабиться. Чем больше вы преуспели в DXing, тем легче будет распознать ваш сигнал в наплывах (что тоже очень полезно). И не нужно прибавлять лишнюю пару дБ для последних двух-трех государств.

С соревнованиями дело обстоит прямо противоположно. Проведение соревнований постоянно расширяется и совершенствуется, и если не соответствовать их достижениям, можно проиграть.

Запланированные улучшения:

- установка второго усилителя с авто-настройкой;
- использование большего количества фазированных антенн Бевериджа;
- применение вращаемых антенн Titanex 2-el RX для 80 и 160 (для мульти станции);
- уменьшение помех с помощью больших и лучших режекторных фильтров высокой мощности;
- добавление неподвижной антенной решетки из антенн типа Яги на 10 метрах, установленных на одной вышке (направленных на США).

Лучшее - детям
бубуль-гум

16. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Список литературы содержит около 1000 ссылок, сгруппированных по темам. Номера ссылок используются в различных главах книги. Копии могут быть получены непосредственно в журналах по следующим адресам:

CQ/Ham Radio: 25 Newbridge Rd, Hicksville, NY 11801.

CQ-DL: DARC, Postfach 1155, D34216 Baunatal 1, Germany.

QST: ARRL HQ, 225 Main St, Newington, CT 06111.

Radio Communication: RSGB HQ, Lambda House, Cranborne Rd, Potters Bar, Herts EN6 3JE, England.

По другим журналам связывайтесь непосредственно с автором книги: J. Devoldere, ON4UN, 215 Poelstraat, B9820 Merelbeke, Belgium.

1. Распространение

100: **K. J. Hortenbach et al**, «Propagation of Short Waves Over Long Distances: Predictions and Observations», *Telecommunications Journal, Jun 1979, p 320.*

101: **R. D. Straw - N6BV - ed.**, The ARRL Handbook for Radio Amateurs, *ARRL, Newington, CT.*

102: **John Devoldere - ON4UN**, «80-Meter DXing», *Communications Technology, 1978.*

103: **George Jacobs - W3ASK - et al**, The New Shortwave Propagation Handbook.

104: **Peter Saveskie - W4LGF**, Radio Propagation Handbook

105: **William Orr - W6SAI**, Radio Handbook, *1991.*

106:. **R. D. Straw - N6BV - ed.**, The ARRL Antenna Book, *ARRL - Newington CT, 1997.*

107: **Wayne Overbeck - N6NB - et al**, «Computer Programs for Amateur Radio»

108: **Dale Hoppe - K6UA - et al**, «The Gray line Method of DXing», *CQ, Sep 1975, p 27.*

109: **Rod Linkous - W7OM**, «Navigating to 80 Meter DX», *CQ, Jan 1978, p 16.*

110: **Yuri Blanarovich - VE3BMV**, «Electromagnetic Wave Propagation By Conduction», *CQ, Jun 1980, p44.*

Ill: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Bedeuting des Vertikalen Abstralwinkels von KW-Antennen», *CQ-DL, Mar 1985, p 130.*

112: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Bedeutung des Vertikalen Abstrahlwinkels von KW-Antennen (Part 2)», *CQ-DL, Apr 1985, p 184.*

113: **Henry Elwell - N4UH**, «Calculator-Aided Propagation Predictions», *Ham Radio, Apr 1979, p 26.*

114: **Donald C. Mead - K4DE**, «How to Determine True North for Antenna Orientation», *Ham Radio, Oct 1980, p38.*

115: **Henry Elwell - N4UH**, «Antenna Geometry for Optimum Performance», *Ham Radio, May 1982, p 60.*

116: **Stan Gibilisco - W1GV/4**, «Radiation of Radio Signals», *Ham Radio, Jun 1982, p 26.*

117: **Garth Stonehocker - K0RYW**, «Forecasting by Computer», *Ham Radio, Aug 1982, p 80.*

118: **Bradley Wells - KR7L**, «Fundamentals of Gray line Propagation», *Ham Radio, Aug 1984, p 77.*

119: **Van Brollini - NS6N - et al**, «DXing by Computer», *Ham Radio, Aug 1984, p 81.*

120: **Calvin R. Graf - W5LFM - et al**, «High-Frequency Atmospheric Noise - Part 2», *QST, Feb 1972, p 16.*

121: **Jim Kennedy - K6MIO - et al**, «D-Layer Absorption During a Solar Eclipse», *QST, Jul 1972, p 40.*

122: **Edward P. Tilton - WIHDQ**, «The DXer's Crystal Ball», *QST, Jun 1975, p 23.*

123: **Edward P. Tilton - WIHDQ**, «The DXer's Crystal Ball - Part II», *QST, Aug 1975, p 40.*

124: **Paul Argo - et al**, «Radio Propagation and Solar Activity», *QST, Feb 1977, p 24.*

125: **Kenneth Johnston - W7LIX - et al**, «An Eclipse Study on 80 Meters», *QST, Jul 1979, p 14.*

126: **V. Kanevsky - UL7GW**, «Ionospheric Ducting at HF», *QST, Sep 1979, p 20.*

127: **Robert B. Rose - K6GKU**, «MINIMUF: Simplified MUF-Prediction Program for Microcomputers», *QST, Dec 1982, p 36.*

128: **Tom Frenaye - K1KI**, «The KI Edge», *QST, Jun 1984, p 54.*

129: **Richard Miller - VE3CIE**, «Radio Aurora», *QST, Jan 1985, p 14.*

130: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Trans-equatorial Supermode Theories», *Radio Communication, Feb 1972, p 94.*

131: **Pat Hawker - G3 VA**, «Technical Topics: Whispering Galleries», *Radio Communication, May 1972, p306.*

132: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Low Angles for Chordal Hops and TEP», *Radio Communication, Nov 1972, p 746.*

133: **A. P. A. Ashton - G3XAP**, «160M DX from Suburban Sites», *Radio Communication, Dec 1973, p842.*

134: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Path Deviations - One-Way Propagation - HF Tropo and LDEs», *Radio Communication, Oct 1974, p 686.*

135: **Pat Hawker - G3VA**, «Fading and the Ionosphere», *Radio Communication, Mar 1978, p 217.*

136: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: When Long-Path is Better», *Radio Communication, Sep 1979, p831.*

137: **V. Kanevsky - UL7GW**, «DX QSOs», *Radio Communication, Sep 1979, p 835.*

138: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Chordal Hop and Ionospheric Focusing», *Radio Communication, Apr 1984, p 315.*

139: **Dr. Alexsandr V. Gurevich and Dr. Elena E. Tsedilina : «Long Distance Propagation of HF Radio Waves»**,ISBN3-540-15139-7 and ISBN 0-387-15139-7.

140: **Bob Brown**, NM7M, *«160 Meter DXing, part 1», The DX Magazine, May/Jun 1996, p 22.*

141: **Bob Brown**, NM7M, *«160 Meter DXing, part 2», The DX Magazine, Jul/Aug 1996, p 10.*

142: **Gary Oler and Ted Cohen**, N4XX, *«The 160 Meter Band: An Enigma Shrouded in Mystery», CQ Mag, Part 1—Mar 1998, p 9; Part 2—Apr 1998, p 11.*

143: **Carl Luetzelschwab - K9LA**, «Working VK0IR on 160 m»; The DX Magazine, *Jul/Aug 1997, p 49.*

144: **Carl Luetzelschwab - K9LA»**,Popular Great circle paths»; The Low Band Monitor, *Oct 1997.*

145: **Carl Luetzelschwab - K9LA**, «A General Summary of Propagation from VK0IR to the US and VE», *QST, Oct 1997, p 88.*

146: **Carl Luetzelschwab - K9LA**, «Stratwarms and their Effect on HF Propagation», *QST, Technical Correspondence, Feb 1997, p 76.*

147: **Robert Brown - NM7M**, «The Low Band Logs of VK0IR», *Communications Quarterly, Fall 1997, p 45.*

148: **Bob Brown**,NM7M «Heard & Unheard Islands»; The DX Magazine, *May/Jun 1997, p 9.*

149: **«Boulder A Index Propagation Predictor»**, The Top Band Monitor, *Aug 1994.*

150: **K0CS: «Boulder A-Index Daily Variations»; The Top Band Monitor**, Dec 1993.

151: **NM7M - «An Argument for 160-meter Ducting»**, The Low Band Monitor, *Aug 1997.*

2. Приемники

200: **R. D. Straw - N6B V - ed**, The ARRL Handbook for

Radio **Amateurs**, ARRL, *Newington, CT. 201: ON4EG, «Sensibilite des Recepteurs», CQ-QSO,*

Jan **1985. 202: ON4EG**, «Sensibilite des Recepteurs», *CQ-QSO,*

Feb **1985. 203: Michael Martin - DJ7JV**, «Emfangereingangsteil

mil **Grossem Dynamik Bereich»**, DL-QTC, *Jun 1975. 204: R. D. Straw - N6BV - ed, «The ARRL Handbook*

for **Radio Amateurs»**, ARRL, *Newington, CT.*

205: **John Devoldere - ON4UN**, «80-Meter DX-ing», *Communications Technology, Jun 1978.*

206: **William Orr - W6SAI**, Radio Handbook, *Howard W. Sams & Co. Inc.*

207: **Robert Sternowsky**, «Using Preselectors to Improve HF Performance», *Communications International, May 1980, p 34.*

208: **John Devoldere - ON4UN**, «Improved Performance from the Drake R-4B and T4X-B», *CQ, Mar 1976, p 37.*

209: **Michael Martin - DJ7VY**, «Rauscharmer Oszillator fur Empfaenger mil grossem Dynamikbereich», *CQ-DL,Dsc 1976, p 418.*

210: **Wes Hay ward - W7ZOI**, «Der Dynamische Bereich eines Empfaengers», *CQ-DL, Mar 1977, p 93.*

211: **Richard Waxweller - DJ7VD**, «Hochfrequenz-Zweitongenerator», *CQ-DL, Sep 1980, p 412.*

212: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Testbericht: NF-Filter Datong FL2», *CQ-DL, Feb 1981, p 56.*

213: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Gross-signalverhalten von Kurzwellenempfaengern», *CQ-DL, Mar 1981, p 117.*

214: **Walter Flor - OE1LO**, «KW-Eingangsteile: Eingangsfilter», *CQ-DL, Aug 1981, p 373.*

215: **Walter Flor - OE1LO**, «IM-feste Verstaerker fuer den KW-bereich», *CQ-DL, Aug 1981, p 473.*

216: **Walter Flor- OE1LO**, «KW-Eingangsteile: Extrem IM-feste selektive Vorverstaerker», *CQ-DL, Aug 1981, p376.*

217: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Geraeteeigenschaften: Besonderheiten zwischen Testbericht und Praxis», *CQ-DL, Sep 1982, p 424.*

218: **Erich Vogelsang - DJ2IM**, «Grundrmauschen und Dynamiekbereich bei Kurzwellenempfaengern», *CQ-DL, Sep 1982, p 432.*

219: **Michael Martin - DJ7YV**, «Intermodulationsfster Preselector fur 1.5-30 MHz», *CQ-DL, Jul 1984, p 320.*

220: **Ray Moore**, «Designing Communication Receivers for Good Strong-Signal Performance», *Ham Radio, Feb 1973, p 6.*

221: **Wes Hay ward - W7ZOI**, «Bandpass Filters for Receiver Preselectors», *Ham Radio, Feb 1975, p 18.*

222: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «High Dynamic Range Receiver Input Stages», *Ham Radio, Oct 1975, p 26.*

223: **James Fisk - W1DTY**, «Receiver Noise Figure Sensitivity and Dynamic Range, *What The Numbers Mean», Ham Radio, Oct 1975, p 8.*

224: **Marvin Gonsior - W6FR**, «Improved Selectivity for Collins S-line Receivers», *Ham Radio, Jun 1976, p 36.*

225: **Howard Berlin - K3NEZ**, «Increased Flexibility for MFJ CW Filters», *Ham Radio, Dec 1976, p 58.*

226: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «I-F Amplifier Design», *Ham Radio, Mar 1977, p 10.*

227: **Alex Burwasser - WB4ZNV**, «Reducing Inter-modulation Distortion in High-Frequency Receivers», *Ham Radio, Mar 1977, p 26.*

228: **Wayne C. Ryder - W6URM**, «General Coverage Communications Receiver», *Ham Radio, Nov 1977, p 10.*

229: **R. Sherwood - WB0JGP - et al**, «Receivers: Some Problems and Cures», *Ham Radio, Dec 1977, p 10.*

230: **R. Sherwood - WB0JGP - et al**, «New Product Detector for R-4C», *Ham Radio, Oct 1978, p 94.*

231: **R. Sherwood - WB0JGP - et al**, «Audio Amplifier for the Drake R-4C», *Ham Radio, Apr 1979, p 48.*

233: **James M. Rohler - N0DE**, «Biquad Bandpass Filter», *Ham Radio, Jun 1979, p 70.*

234: **Sidney Kaiser - WB6CTW**, «Measuring Receiver Dynamic Range», *Ham Radio, Nov 1979, p 56.*

235: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «Recent Developments in Circuits and Techniques for High Frequency Communications Receivers», *Ham Radio, Apr 1980, p 20.*

236: **Edward Wetherhold - W3NQN**, «High Performance CW Filter», *Ham Radio, Apr 1981, p 18.*

237: **D. A. Tong - G4GMQ**, «Add-On Selectivity for Communication Receivers», *Ham Radio, Nov 1981, p41.*

238: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «Communication Receivers for the Year 2000: Part 1», *Ham Radio, Nov 1981, p12.*

239: **Jan K. Moller - K6FM**, «Understanding Performance Data of High-Frequency Receivers», *Ham Radio, Nov 1981,p30.*

240: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «Communication Receivers for the Year 2000 - Part 2», *Ham Radio, Dec 1981, p6.*

241: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «Performance Capability of Active Mixers - Part 1», *Ham Radio, Mar 1982, p30.*

242: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «Performance Capability of Active Mixers - Part 2», *Ham Radio, Apr 1982, p38.*

243: **R. W. Johnson - W6MUR**, «Bridged T-Filters for Amateur Use», *Ham Radio, Oct 1982, p 51.*

244: **Cornell Drentea - WB3JZO**, «Designing a Modern Receiver», *Ham Radio, Nov 1983, p 3.*

245: **Edward Wetherhold - W3NQN**, «Elliptic Lowpass Audio Filter Design», *Ham Radio, Jan 1984, p 20.*

246: **J. A. Dyer - G4OBU**, «High Frequency Receiver Performance», *Ham Radio, Feb 1984, p 33.*

247: **E. A. Andrade - W0DAN**, «Recent Trends in Receiver Front-End Design», *QST, Jun 1962, p 17.*

248: **William K. Squires - W2PUL**, «A New Approach to Receiver Front-End Design», *QST, Sep 1963, p31.*

249: **Byron Goodman - W1DX**, «Some Thoughts on Home Receiver Design», *QST, May 1965, p 11.*

250: **E. H. Conklin - K6KA**, «Front-End Receiving Filters», *QST, Aug 1967, p 14.*

251: **Doug DeMaw - W1CER**, «Rejecting Interference from Broadcast Stations», *QST, Dec 1967, p 35.*

252: **Rudolf Fisher - DL6WD**, «An Engineer's Solid-State Ham-Band Receiver», *QST, Mar 1970, p 11.*

253: **Douglas A. Blakeslee - W1KLK**, «An Experimental Receiver for 75-Meter DX WoTk»,*QST, Feb 1972, p41.*

254: **Wes Hayward - W7ZOI**, «Defining and Measuring Receiver Dynamic Range», *QST, Jul 1975, p 15.*

255: **Doug DeMaw - W1FB**, «His Eminence: the Receiver», *QST, Jun 1976, p 27.*

256: **Wes Hayward - W7ZOI**, «CER-Verters», *QST, Jun 1976, p 31.*

257: **Doug DeMaw - W1FB**, «Build this Quickie Preamp», *QST, Apr 1977, p 43.*

258: **Wes Hayward - W7ZOI**, «More Thoughts on Receiver Performance Specification», *QST, Nov 1979, p48.*

259: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «Increasing Receiver Dynamic Range», *QST, May 1980, p 16.*

260: **Edward Wetherhold - W3NQN**, «Modern Design of a CW Filter Using 88- and 44-mH Surplus Inductors», *QST, Dec 1980, p 14.*

261: **Doug DeMaw - et al**, «Modern Receiver Mixers for High Dynamic Range», *QST, Jan 1981, p 19.*

262: **Wes Hayward - W7ZOI**, «A Progressive Communications Receiver», *QST, Nov 1981, p 11.*

263: **Robert E. Lee - K2TWK**, «Build an Audio Filter with Pizzazz», *QST, Feb 1982, p 18.*

264: **Harold Mitchell - N0ARQ**, «88-mH Inductors: A Trap», *QST, Jan 1983, p 38.*

265: **GeraldB. Hull - AK4L/VE1CER**, «Filter Systems for Multi-transmitter Amateur Stations», *QST, Jul 1983, p28.*

266: **John K. Webb - W1ETC**, «High-Pass Filters for Receiving Applications», *QST, Oct 1983, p 17.*

267: **Doug DeMaw - W1FB**, «Receiver Preamps and How to Use Them», *QST, Apr 1984, p 19.*

268: **Pat Hawker - G3VA**, «Trends in H.F. Receiver Front-ends», *Radio Communication, Sep 1963, p 161.*

269: **D. A. Tong - G4GMQ**, «Audio Filters as an Aid to Reception», *Radio Communication, Feb 1978, p 114.*

270: **John Bazley - G3HCT**, «The Datong Multi-Mode Filter FL-2», *Radio Communication, Aug 1980, p783.*

271: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: More Thoughts On 'Ideal' HF Receivers», *Radio Communication, Oct 1982, p 861.*

272: **Edward Wetherhold - W3NQN**, «Simplified Elliptic Lowpass Filter Design Using Surplus 88-mH Inductors», *Radio Communication, Apr 1983, p 318.*

273: **P. E. Chadwick - G3RZP**, «Dynamic Range; Intermodulation and Phase Noise», *Radio Communication, Mar 1984, p 223.*

274: **Pat Hawker - G3 VA**, «Technical Topics: Comparing Receiver Front-Ends», *Radio Communication, May 1984, p 400.*

275: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Receivers: Numbers Right or Wrong?», *Radio Communication, Aug 1984, p 677.*

276: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Receivers of Top Performance», *Radio Communication, Oct 1984, p 858.*

277: **Edward Wetherhold - W3NQN**, «A CW Filter for Radio Amateurs Newcomer», *Radio Communication, Jan 1985, p 26.*

278: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Whither Experimentation?», *Radio Communication, Mar 1985, p 189.*

279: **Ian White - G3SEK**, «Modern VHF/UHF Front End Design—Part I» Radio Communication, *Apr 1985,p264.*

280: **Ian White - G3SEK**, «Modern VHF/UHF Front End Design—Part 2», *Radio Communication, May 1985, p367.*

281: **Ian White - G3SEK**, «Modern VHF/UHF Front End Design—Part 3», *Radio Communication, Jun 1985, p445.*

282: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Weak Signal Reception», *Radio Communication, Jul 1985, p540.*

283: **D. H. G. Fritsch - G0CKZ**, «Active Elliptic Audio Filter Design Using Op-Amps (Part 1)», *Radio Communication, Feb 1986, p 98.*

284: **Ulrich L. Rohde - KA2WEU/DJ2LR**, «Designing a State-of-the-Art Receiver», *Ham Radio, Nov 1987,p17.*

285: **Robert J. Zavrel - W7SX**, «Tomorrow's Receivers», *Ham Radio, Nov 1987, p 8.*

286: **John Grebenkemper - KI6WX**, «Phase Noise and its Effects on Amateur Communications», *QST, Mar 1988, p 14.*

287: **Zack Lau - KH6CP**, «Eliminating AM-Broadcast interference on 160 Meters», *QST, Apr 1992, p 75.*

288: **Gary Nichols - KD9SV**, «Bandpass Filters for 80 and 160 Meters», *QST, Feb 1989, p 42.*

289: **John Grebenkemper - KI6WX**, «Phase Noise and its Effects on Amateur Communications», *QST, Apr 1988, p 22.*

290: **Dave Hershberger - W9GR**, «Low Cost Digital Signal Processing for Radio Amateurs», *QST, Sep 1992, p43.*

291: **Bruce C. Hale - KB1MW/7**, «An Introduction toDigital Signal Processing», *QST, Jul 1991, p 35.*

292: **D. DeMaw - W1FB**, «Receiver Preamps and How to Use Them», *QST, Apr 1984, p 19.*

293: **J. Kearman - KR1S**, «Audio Filter Roundup», *QST, Oct 1991, p 36.*

294: **Wes Hayward - W7ZOI**, «The Double-tuned Circuit.: An Experimenter's Tutorial», *QST, Dec 1991, p29.*

295: **Lew Gordon - K4VX**, «Band-Pass filters for HF transceivers», *QST, Sep 1988, p 17.*

296: **D. DeMaw - W1FB**, «A Diode-switched Bandpass Filter», *QST, Jan 1991,p24.*

297: **G. E. Myers - K9GZB**, «Diode-switched-filter (corrections and amplifications)», *QST, Aug 1991,p41.*

298: **K0CS - «A Classic BCI Filter for 160 Meters»; The Low Band Monitor**, May 1995.

3. Передатчики

300: **R. D. Straw - N6BV - ed**, «The ARRL Handbook for Radio Amateurs», *ARRL, Newington, CT.*

301: **Bob Heil - K9EID**, «Equalise That Microphone», *CQ-DL, Apr 1985, p 27.*

302: **John Devoldere - ON4UN**, «80-Meter DX-ing», *Communications Technology Inc, Apr 1978.*

303: **William Orr - W6SAI**, Radio Handbook, *Howard W. Sams & Co.- Inc.*

304: **John Devoldere - ON4UN**, «Improved Performance from the Drake R-4B and T4X-B», *CQ, Mar 1976, p 37.*

305: **John Schultz - W4FA**, «An Optimum Speech Filter», *CQ, Oct 1978, p 22.*

307: **L. McCoy - W1ICP**, «The Design Electronics QSK-1500», *CQ, Apr 1985, p 40.*

308: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Geraeteeigenschaften: esonderheiten zwischen Testbericht und Praxis», *CQ-DL, Sep 1982, p 424.*

309: **Leslie Moxon - G6XN**, «Performance of RF Speech Clippers», *Ham Radio, Nov 1972, p 26.*

310: **Charles Bird - K6HTM**, «RF Speech Clipper for SSB», *Ham Radio, Feb 1973, p 18.*

311: **Henry Elwell - W2MB**, «RF Speech Processor», *Ham Radio, Sep 1973, p 18.*

312: **Barry Kirkwood - ZL1BN**, «Principles of Speech Processing», *Ham Radio, Feb 1975, p 28.*

313: **Timothy Carr - W6IVI**, «Speech Processor for the Heath SB-102», *Ham Radio, Jun 1975, p 38.*

314: **Jim Fisk - W1DTY**, «New Audio Speech Processing Technique», *Ham Radio, Jun 1976, p 30.*

315: **Frank C. Getz - K3PDW**, «Logarithmic Speech Processor», *Ham Radio, Aug 1977, p 48.*

316: **Michael James - W1CBY**, «Electronic Bias Switching for the Henry 2K4 and 3KA Linear Amplifiers», *Ham Radio, Aug 1978, p 75.*

317: **Wesley D. Stewart - N7WS**, «Split-Band Speech Processor», *Ham Radio, Sep 1979, p 12.*

318: **J. R. Sheller - KN8Z**, «High Power RF Switching With Pin Diodes», *Ham Radio, Jan 1985, p 82.*

319: **William Sabin - W0IYH**, «R.F. Clippers for S.S.B.», *QST, Jul 1967, p 13.*

320: **J. A. Bryant - W4UX**, «Electronic Bias Switching for RF Power Amplifiers», *QST, May 1974, p 36.*

321: **Robert Myers - W1FBY**, «Quasi-Logarithmic Analog Amplitude Limiter», *QST, Jul 1974, p 22.*

322: **Hal Collins - W6JES**, «SSB Speech Processing Revisited», *QST, Aug 1976, p 38.*

323: **Bob Heil - K9EID**, «Equalize Your Microphone and Be Heard!», *QST, Jul 1982, p 11.*

324: **R. C. V. Macario - G4ADL - et al**, «An Assured Speech Processor», *Radio Communication, Apr 1978,p310.*

325: **H. Leerning - G3LLL**, «Improving the FT-101», *Radio Communication, Jun 1979, p 516.*

326: **L. McCoy - W1ICP**, «The Design Electronics QSK-1500», *CQ, Apr 1985, p 40.*

327: **Alfred Trossen - DL6YP**, «Die AMTOR-II einheit nach G3PLX», *CQ-DL, Jul 1983, p 316.*

328: **Alfred Trossen - DL6YP**, «Die AMTOR-II einheit nach G3PLX», *CQ-DL, Aug 1983, p 368.*

329: **J. R. Sheller - KN8Z**, «High Power RF Switching With Pin Diodes», *Ham Radio, Jan 1985, p 82.*

330: **Peter Martinez - G3PLX**, «AMTOR: an Improved Error-Free RTTY System», *QST, Jun 1981, p 25.*

331: **Paul Newland - AD7I**, «Z-AMTOR: An Advanced AMTOR Code Converter», *QST, Feb 1984, p 25.*

332: **Peter Martinez - G3PLX**, «AMTOR: an Improved Radio Teleprinter System Using a Microprocessor», *Radio Communication, Aug 1979, p 714.*

333: **Peter Martinez - G3PLX**, «AMTOR the Easy Way», *Radio Communication, Jun 1980, p 610.*

334: **Jon Towle - WB1DNL**, «QSK 1500 High-Power RF Switch», *QST, Sep 1985, p 39.*

335: **Dr. J. R. Sheller - KN8Z**, «What Does 'QSK' Really Mean?», *QST, Jul 1985, p 31.*

336: **Paul Newland - AD7I**, «A User's Guide to AMTOR Operation», *QST, Oct 1985, p 31.*

337: **W. J. Byron - W7DHD**, «Designing an amplifier around the 3CX1200A7», *Ham Radio, Dec 1978, p 33.*

338: **RichardL. Measures - AG6K**, «QSKModification of the Trio Kenwood TL-922 Amplifier», *Ham Radio, Mar 1989, p 35.*

339: **Paul A. Johnson - W7KBE**, «Homebrewing Equipment - From Parts to Metal Work», *Ham Radio, Mar 1988, p 26.*

340: **RichardL. Measures - AG6K**, «Adding 160-meter Coverage to HF Amplifiers», *QST, Jan 1989, p 23.*

341: **Safford M. North - KG2M**, «Putting the Heath SB-200 on 160 Meters», *QST, Nov 1987, p 33.*

342: **W.J. Byron - W7DHD**, «Design Program for the Grounded-grid 3-500Z», *Ham Radio, Jun 1988, p 8.*

4. Оборудование

400: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Testbericht: Transceiver TS820», *CQ-DL, Apr 1977, p 130.*

401: **Guenter Schwarzbeck- DL1BU**, «Testberichtund Beschreibung TS-520S», *CQ-DL, Feb 1978, p 50.*

402: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Testbericht un Messdaten FT-901 DM (receiver section)», *CQ-DL, Feb 1978, p 438.*

403: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Testbericht und Messdaten FT-901 DM (transmitter section)», *CQ-DL, Nov 1978, p 500.*

404: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «KW-Empfaenger Drake R-4C mil usatzfiltern», *CQ-DL, Feb 1979, p 56.*

405: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «KW Transceiver ICOM IC-701», *CQ-DL, Feb 1979, p 65.*

406: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Testbericht: Vorausbericht FT-ONE», *CQ-DL, Jan 1982, p 11.*

407: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Testbericht und Messwerte IC-730», *CQ-DL, Mar 1982, p 117.*

408: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Testbericht und Messwerte FT-102», *CQ-DL, Aug 1982, p 387.*

409: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Testbericht und Messwerte TS930S», *CQ-DL, Oct 1982, p 484.*

410: **Peter Hart - G3SJX**, «The Trio TS-830 HF Transceiver», *Radio Communication, Jul 1982, p 576.*

411: **Peter Hart - G3SJX**, «The Yaesu Musen FT 102 HF Transceiver», *Radio Communication, Jan 1983, p 32.*

412: **Peter Hart - G3SJX**, «The ICOM IC740 HF Transceiver», *Radio Communication, Nov 1983, p 985.*

413: **Peter Hart - G3SJX**, «The Yaesu FT77 HF Transceiver», *Radio Communication, Jun 1984, p 482.*

414: **Peter Hart - G3SJX**, «The Yaesu Musen FT980 HF Transceiver», *Radio Communication, Sep 1984, p 761.*

415: **Peter Hart - G3SJX**, «The Ten-Tec Corsair HF Transceiver», *Radio Communication, Nov 1984, p 957.*

416: **Peter Hart - G3SJX**, «The Yaesu Musen FT757GX HF Transceiver», *Radio Communication, May 1985, p351.*

417: **Peter Hart - G3SJX**, «The Trio TS430S HF Transceiver», *Radio Communication, Jun 1985, p 441.*

418: **G. Schwarzbeck - DL1BU**, «Yaesu FT-1000 Test Review—Part 1», *CQ-DL, Mar 1991, p 91.*

419: **G. Schwarzbeck - DL1BU**, «Yaesu FT-1000 Test Review—Part 2», *CQ-DL, Apr 1991, p 215.*

420: **G. Schwarzbeck - DL1BU**, «Yaesu FT-1000 Test Review—Part 3», *CQ-DL, May 1991, p 273.*

421: **G. Shwarzbeck - DL1BU**, «TS-850S Test Review», *CQ-DL, Feb 1991, p 79.*

422: **G. Shwarzbeck - DL1BU**, «TS-950 SD Test Review», *CQ-DL, Dec 1989, p 750.*

423: **G. Shwarzbeck - DL1BU**, «ICOM IC-761 Test Review», *CQ-DL, Aug 1988, p 479.*

424: **Peter Hart - G3SJX**, «FT-1000 Review», *Radio Communication, Jun 1991, p 49.*

425: **Peter Hart - G3SJX**, «The Yaesu Musen FT767GX HF Transceiver», *Radio Communication, Jul 1987, p490.*

426: **Peter Hart - G3SJX**, «Kenwood TS-860S Transceiver», *Radio Communication, Mar 1989, p 47.*

427: **Peter Hart - G3SJX**, «Yaesu Musen FT-747GX HF Transceiver», *Radio Communication, May 1989, p 47.*

428: **Peter Hart - G3SJX**, «ICOM IC-725 HF Transceiver», *Radio Communication, Sep 1989, p 56.*

429: **Peter Hart - G3SJX**, «Kenwood TS-950S Transceiver Review», *Radio Communication, Apr 1990, p35.*

430: **Peter Hart - G3SJX**, «ICOM-781 HF Transceiver», *Radio Communication, Jul 1980, p 52.*

431: **G. Shwarzbeck - DL1BU**, «Ten-Tec Paragon 585 Test Review», *CQ-DL, May 1988, p 277.*

5. Работа в эфире

500: **R. D. Straw - N6B V - ed**, The ARRL Handbook for Radio Amateurs, *ARRL, Newington, CT.*

501: **Erik - SM0AGD**, «Split Channel Operation», *CQ-DL, Apr 1985, p 10.*

502: **John Devoldere - ON4UN**, «80-Meter DX-ing», *Communications Technology, Apr 1987.*

503: **Wayne Overbeck - N6NB**, Computer Programs for Amateur Radio,

504: **Rod Linkous - W7OM**, «Navigating to 80 Meter DX», *CQ, Jan 1978, p 16.*

505: **Larry Brockman**, «The DX-list Net. What a Mess», *CQ, May 1979, p 48.*

506: **Wolfgang Roberts - DL7RT**, «Wie werde ich DX-er?», *CQ-DL, Oct 1981, p 493.*

507: **John Lindholm - W1XX**, «Is 160 Your Top Band?» QST, *Aug 1985, p 45.*

508: **V. Kanevsky - UL7GW**, «DX QSOs», *Radio Communication, Sep 1979, p 835.*

509: **Top Band operators survey**, The Low Band Monitor, *Jun 1996.*

510: **Top band operators survey**, The Low Band Monitor, *Jun 1995.*

511: **Jeff Briggs**, K1ZM, *DXing on the Edge, The Thrill of 160 Meters, ARRL, Newington, CT.*

6. Антенны: Общие сведения

600: **R. D. Straw - N6B V - ed**, The ARRL Handbook for Radio Amateurs, *ARRL, Newington CT.*

601: **J. J. Wiseman**, «How Long is a Piece of Wire», *Electronics and Wireless World, Apr 1985, p 24.*

602: **William Orr - W6SAI - et al**, Antenna Handbook, *Howard W. Sams & Co, Inc,*

603: **Gerald Hall - K1TD - Ed.**, «The ARRL Antenna Compendium, *Volume 1», ARRL, Newington, CT,*

604: **Keith Henney**, Radio Engineering Handbook, *5th Edition.*

605: **Reference Data for Radio Engineers**, Howard W. Sams, *5th Edition.*

606: **John Kraus - W8JK**, Antennas.

607: **Joseph Boyer - W6UYH**, «The Multi-Band Trap Antenna - Part I», *CQ, Feb 1977, p 26.*

608: **Joseph Boyer - W6UYH**, «The Multi-Band Trap Antenna - Part II», *CQ, Mar 1977, p 51.*

609: **Bill Salerno - W2ONV**, «The W2ONV Delta/Slope Antenna», *CQ, Aug 1978, p 52.*

610: **Cornelio Nouel - KG5B**, «Exploring the Vagaries of Traps», *CQ, Aug 1984, p 32.*

611: **K. H. Kleine - DL3CI**, «Der Verkuerzte Dipol», *CQ-DL, Jun 1977, p 230.*

612: **Hans Wuertz - DL2FA**, «Bis zu Einer S-Stufe mehr auf 80 Meter», *CQ-DL, Dec 1977, p 475.*

613: **Hans Wuertz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Aug 1979, p 353.*

614: **Hans Wuertz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Jan 1980, p 18.*

615: **Willi Nitschke - DJ5DW - et al**, «Richtungskarakteristik Fusspunktwiederstand etc von Einelementantennen», *CQ-DL, Nov 1982, p 535.*

616: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Bedeuting des Vertikalen Abstralwinkels von KW-Antennen», *CQ-DL, Mar 1985, p 130.*

617: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Bedeutung des Vertikalen Abstrahlwinkels von KW-antennas (part 2)», *CQ-DL, Apr 1985, p 184.*

618: **E. Vogelsang - DJ2IM**, «Vertikaldiagramme typische Kurzwellenantenne», *CQ-DL, Jun 1985, p 300.*

619: **John Schultz - W2EEY**, «Stub-Switched Vertical Antennas», *Ham Radio, Jul 1969, p 50.*

620: **Malcolm P. Keown - W5RUB**, «Simple Antennas for 80 and 40 Meters», *Ham Radio, Dec 1972, p 16.*

621: **Earl Whyman - W2HB**, «Standing-Wave Ratios», *Ham Radio, Jul 1973, p 26.*

622: **Robert Baird - W7CSD**, «Nonresonant Antenna Impedance Measurements», *Ham Radio, Apr 1974, p46.*

623: **H. Glenn Bogel - WA9RQY**, «Vertical Radiation Patterns», *Ham Radio, May 1974, p 58.*

624: **Robert Leo - W7LR**, «Optimum Height for Horizontal Antennas», *Ham Radio, Jun 1974, p 40.*

625: **Bob Fitz - K4JC**, «High Performance 80-Meter Antenna», *Ham Radio, May 1977, p 56.*

626: **Everett S. Brown - K4EF**, «New Multiband Longwire Antenna Design», *Ham Radio, May 1977, p 10.*

627: **William A. Wildenhein - W8YFB**, «Solution to the Low-Band Antenna Problem», *HamRadio, Jan 1978, p46.*

628: **John Becker - K9MM**, «Lightning Protection», *Ham Radio, Dec 1978, p 18.*

629: **James Lawson - W2PV**, «Part V Yagi Antenna Design: Ground or Earth Effects», *Ham Radio, Oct 1980, p 29.*

630: **Henry G. Elwell - N4UH**, «Antenna Geometry for Optimum Performance», *Ham Radio, May 1982, p60.*

631: **Randy Rhea - N4HI**, «Dipole Antenna over Sloping Ground», *Ham Radio, May 1982, p 18.*

632: **Bradley Wells - KR7L**, «Lightning and Electrical Transient Protection», *Ham Radio, Dec 1983, p 73.*

633: **R. C. Marshall - G3SBA**, «An End-Fed Multiband 8JK», *Ham Radio, May 1984, p 81.*

634: **David Atkins - W6VX**, «Capacitively Loaded High-Performance Dipole», *Ham Radio, May 1984,p33.*

635: **David Courtier-Dutton - G3FPQ**, «Some Notes on a 7-MHz Linear Loaded Quad», *QST, Feb 1972, p 14.*

636: **John Kaufmann - WA1CQW - et al**, «A Convenient Stub-Tuning System for Quad Antennas», *QST, May 1975, p 18.*

637: **Hardy Lankskov - W7KAR**, «Pattern Factors for Elevated Horizontal Antennas Over Real Earth», *QST, Nov 1975, p 19.*

638: **Robert Dome - W2WAM**, «Impedance of Short Horizontal Dipoles», *QST, Jan 1976, p 32.*

639: **Donald Belcher - WA4JVE - et al**, «Loops vs Dipole Analysis and Discussion», *QST, Aug 1976, p 34.*

640: **Roger Sparks - W7WKB**, «Build this C-T QuadBeam for Reduced Size», *QST, Apr 1977, p 29.*

641: **Ronald K. Gorski - W9KYZ**, «Efficient Short Radiators», *QST, Apr 1977, p 37.*

642: **Byron Goodman - W1DX**, «My Feed Line Tunes My Antenna», *QST, Apr 1977, p 40.*

643: **Doug DeMaw - W1FB**, «The Gentlemen's Band: 160 Meters», *QST, Oct 1977, p 33.*

644: **David S. Hollander - N7RK**, «A Big Signal from a Small Lot», *QST, Apr 1979, p 32.*

645: **Dana Atchley - W1CF**, «Putting the Quarter Wave Sloper to Work on 160», *QST, Jul 1979, p 19.*

646: **Stan Gibilisco - W1GV**, «The Imperfect Antenna System and How it Works», *QST, Jul 1979, p 24.*

647: **John Belrose - VE2CV**, «The Half Sloper», *QST, May 1980, p 31.*

648: **Larry May - KE6H**, «Antenna Modeling Program for the TRS-80», *QST, Feb 1981, p 15.*

649: **Colin Dickman - ZS6U**, «The ZS6U Minishack Special», *QST, Apr 1981, p 32.*

650: **Doug DeMaw - W1FB**, «More Thoughts on the 'Confounded' Half Sloper», *QST, Oct 1981, p 31.*

651: **John S. Belrose - VE2CV**, «The Effect of Supporting Structures on Simple Wire Antennas», *QST, Dec 1982, p 32.*

652: **Gerald Hall - K1TD**, «A Simple Approach to

Antenna **Impedances»**, QST, *Mar 1983, p 16.*

653: **Jerry Hall - K1TD**, «The Search for a Simple Broadband 80-Meter Dipole», *QST, Apr 1983, p 22.*

654: **Charles L. Hutchinson - K8CH**, «Getting the Mostout of Your Antenna», *QST, Jul 1983, p 34.*

655: **Doug DeMaw - W1FB**, «Building and Using 30 Meter Antennas», *QST, Oct 1983, p 27.*

656: **James Rautio - AJ3K**, «The Effects of Real Ground on Antennas - Part 1», *QST, Feb 1984, p 15.*

657: **James Rautio - AJ3K**, «The Effects of Real Ground on Antennas - Part 2», *QST, Apr 1984, p 34.*

658: **James Rautio - AJ3K**, «The Effect of Real Ground on Antennas - Part 3», *QST, Jun 1984, p 30.*

659: **Doug DeMaw - W1FB**, «Trap for Shunt-Fed Towers», *QST, Jun 1984, p 40.*

660: **James Rautio - AJ3K**, «The Effects of Real Ground on Antennas - Part 4», *QST, Aug 1984, p 31.*

661: **James Rautio - AJ3K**, «The Effects of Real Ground on Antennas - Part 5», *QST, Nov 1984, p 35.*

662: **Robert C. Sommer - N4UU**, «Optimizing Coaxial-Cable Traps», *QST, Dec 1984, p 37.*

663: **Bob Schetgen - KU7G**, «Technical Correspondence» QST, *Apr 1985, p 51.*

664: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Low Angle Operation», *Radio Communication, Apr 1971, p262.*

665: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Low-Angle Radiation and Sloping-Ground Sites», *Radio*

Communication, **May 1972**, p 306.

666: **Pat Hawker - G3 VA**, «Technical Topics: All Band Terminated Long-Wire», *Radio Communication, Nov 1972, p 745.*

667: **A.P.A. Ashton - G3XAP**, «160M DX from Suburban Sites», *Radio Communication, Dec 1973, p 842.*

668: **L. A. Moxon - G6XN**, «Gains and Losses in HF Aerials - Part 1», *Radio Communication, Dec 1973, p834.*

669: **A. Moxon - G6XN**, «Gains and Losses in HF Aerials - Part 2», *Radio Communication, Jan 1974, p 16.*

670: **Pat Hawker - G3 VA**, «Technical Topics: Thoughts on Inverted-Vs», *Radio Communication, Sep 1976, p676.*

671: **A. P. A. Ashton - G3XAP**, «The G3XAP Directional Antenna for the Lower Frequencies», *Radio Communication, Nov 1977, p 858.*

672: **S. J. M. Whitfield - G3IMW**, «3.5 MHz DX Antennas for a Town Garden», *Radio Communication, Aug 1980, p 772.*

673: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Low Profile 1.8 and 3.5 MHz Antennas», *Radio Communication, Aug 1980, p 792.*

674: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Half Delta Loop - Sloping One-Mast Yagi», *Radio Communication, Oct 1983, p 892.*

675: **R. Rosen - K2RR**, «Secrets of Successful Low Band Operation - Part 1», *Ham Radio, May 1986, p 16.*

676: **R. Rosen - K2RR**, «Secrets of Successful Low Band Operation - Part 2», *Ham Radio, Jun 1986.*

677: **J. Dietrich - WA0RDX**, «Loops and Dipoles: A Comparative Analysis», *QST, Sep 1985, p 24.*

678: **Roy Lewallen - W7EL**, «MININEC: The Other Edge of the Sword», *QST, Feb 1991, p 18.*

679: **Rich Rosen - K2RR**, «Secrets of Successful Low Band Operation», *Ham Radio, May 1986, p 16*

680: **Yardley Beers - W0JF**, «Designing Trap Antennas: a New Approach», *Ham Radio, Aug 1987, p 60.*

681: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Die Antennw und ihre Umgebung», *CQ-DL, Jan 1988, p 5.*

682: **Maurice C. Hately - GM3HAT**, «A No-compromise Multiband Low SWR Dipole», *Ham Radio, Mar 1987, p 69.*

683: **R. P. Haviland - W4MB**, «Design Data for Pipe Masts», *Ham Radio, Jul 1989, p 38.*

684: **Gary E. O'Neil - N3GO**, «Trapping the Mysteries of Trapped Antennas», *Ham Radio, Oct 1981, p 10.*

685: **J. Belrose VE2CV and P. Bouliane - VE3KLO**, «The Off-center-fed Dipole Revisited», *QST, Aug 1990, p28.*

686: **John J. Reh - K7KGP**, «An Extended Double Zepp Antenna for 12 Meters», *QST, Dec 1987, p 25.*

687: **James W. Healy - NJ2L**, «Feeding Dipole Antennas», *QST, Jul 1991, p 22.*

688: **Bill Orr**, W6SAI, *«Antenna Gain», Ham Radio, Jan 1990, p 30.*

689: **B. H. Johns - W3JIP**, «Coaxial Cable Antenna Traps», *QST, May 1981, p 15.*

690: **Doug DeMaw**, W1FB, *«The Paragon Technology NEC-Win Antenna Analysis Software» CQ mag, Nov*
1996. **p 28. 691: N. Mullani**, K0NM, *«The Bent Dipole», QST, May 1997. p 56.*

692: **Larry East**, W1HUE, *«Antenna Trap Design using a Home Computer», ARRL Antenna Compendium Volume 2, p 100 (ISBN 0-87259-254-5).*

693: **Moxon**, G6XN, *HF Antennas for All Locations, published by the RSGB,*

7. Вертикальные антенны

701: **Paul Lee - K6TS**, Vertical Antenna Handbook, *CQ Publishing Inc.*

702: **Wait and Pope**, «Input Resistance of LF Unipole Aerials», *Wireless Engineer, May 1955, p 131.*

703: **J. J. Wiseman**, «How Long is a Piece of Wire», *Electronics and Wireless World, Apr 1985, p 24.*

704: **Carl C. Drumeller - W5JJ**, «Using Your Tower as an Antenna», *CQ, Dec 1977, p 75.*

705: **Karl T. Thurber - W8FX**, «HF Verticals – Plain And Simple», *CQ, Sep 1980, p 22.*

706: **John E. Magnusson - W0AGD**, «Improving Antenna Performance», *CQ, Jun 1981, p 32.*

707: **Larry Strain - N7DF**, «A 3.5 to 30 MHz Discage Antenna», *CQ, Apr 1984, p 18.*

708: **Karl Hille - DL1VU**, «Optimierte T-Antenne», *CQ-DL, Jun 1978, p 246.*

709: **Rolf Schick - DL3AO**, «Loop - Dipol und Vertikalantennen - Vergleiche und Erfahrungen», *CQ-DL, Mar 1979, p 115.*

710: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «DX Antennen fuer 80 und 160 Meter», *CQ-DL, Apr 1979, p 150.*

711: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Aug 1979, p 353.*

712: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Sep 1979, p 400.*

713: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Jan 1980, p 18.*

714: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Jun 1980, p 272.*

715: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Jul 1980, p 311.*

716: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Feb 1981, p 61.*

717: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Jul 1981, p 330.*

718: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «Groundplane und Vertikalantennenf», *CQ-DL, Sep 1981, p 420.*

719: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Apr 1983, p 170.*

720: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, May 1983, p 224.*

721: **Hans Wurtz - DL2FA**, «Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Jun 1983, p 278.*

722: **Hans Adolf Rohrbacher - DJ2NN**, «Basic Programm zu Berechnungh von Vertikalen Antennen», *CQ-DL, Jun 1983, p 275.*

723: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Jul 1983, p 326.*

724: **John Schultz - W2EEY**, «Stub-Switched Vertical Antennas», *Ham Radio, Jul 1969, p 50.*

725: **John True - W4OQ**, «The Vertical Radiator», *Ham Radio, Apr 1973, p 16.*

726: **John True - W4OQ**, «Vertical-Tower Antenna System», *Ham Radio, May 1973, p 56.*

727: **George Smith - W4AEO**, «80- and 40-Meter Log Periodic Antennas», *Ham Radio, Sep 1973, p 44.*

728: **Robert Leo - W7LR**, «Vertical Antenna Characteristics», *Ham Radio, Mar 1974, p 34.*

729: **Robert Leo - W7LR**, «Vertical Antenna Radiation Patterns», *Ham Radio, Apr 1974, p 50.*

730: **Raymond Griese - K6FD**, «Improving Vertical Antennas», *Ham Radio, Dec 1974, p 54.*

731: **Harry Hyder - W7IV**, «Large Vertical Antennas», *Ham Radio, May 1975, p 8.*

732: **John True - W4OQ**, «Shunt-Fed Vertical Antennas», *Ham Radio, May 1975, p 34.*

733: **H. H. Hunter - W8TYX**, «Short Vertical for 7MHz», *Ham Radio, Jun 1977, p 60.*

734: **Laidacker M. Seaberg - W0NCU**, «Multiband Vertical Antenna System», *HamRadio, May 1978,p28.*

735: **Joseph D. Liga - K2INA**, «80-Meter Ground Plane Antennas», *Ham Radio, May 1978, p 48.*

736: **John M. Haerle - WB5IIR**, «Folded Umbrella Antenna», *Ham Radio, May 1979, p 38.*

737: **Paul A. Scholz - W6PYK**, «Vertical Antenna for 40 and 75 Meters», *Ham Radio, Sep 1979, p 44.*

738: **Ed Marriner - W6XM**, «Base-Loaded Vertical for 160 Meters», *Ham Radio, Aug 1980, p 64.*

739: **John S. Belrose - VE2CV**, «The Half-Wave Vertical», *Ham Radio, Sep 1981, p 36.*

740: **Stan Gibilisco - W1GV/4**, «Efficiency of Short Antennas», *Ham Radio, Sep 1982, p 18.*

741: **John S. Belrose - VE2CV**, «Top-Loaded Folded Umbrella Vertical Antenna», *Ham Radio, Sep 1982, p12.*

742: **W. J. Byron - W7DHD**, «Short Vertical Antennas for the Low Bands - Part 1», *Ham Radio, May 1983, p36.*

743: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays - Part 1», *Ham Radio, May 1983, p 18.*

744: **John Belrose - VE2CV**, «The Grounded Monopole with Elevated Feed», *Ham Radio, May 1983, p 87.*

745: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays - Part 2», *Ham Radio, Jun 1983, p 24.*

746: **W. J. Byron - W7DHD**, «Short Vertical Antennas for the Low Bands - Part 2», *Ham Radio, Jun 1983, p 17.*

747: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays - Part 3», *Ham Radio, Jul 1983, p 26.*

748: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays - Part 4», *Ham Radio, Oct 1983, p 34.*

749: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays - Part 5», *Ham Radio, Dec 1983, p 59.*

750: **Marc Bacon - WB9VWA**, «Verticals Over REAL Ground», *Ham Radio, Jan 1984, p 35.*

751: **Robert Leo - W7LR**, «Remote Controlled 40 – 80 - and 160 Meter Vertical», *Ham Radio, May 1984, p 38.*

752: **Harry Hyder - W7IV**, «Build a Simple Wire Plow», *Ham Radio, May 1984, p 107.*

753: **Gene Hubbell - W9ERU**, «Feeding Grounded Towers as Radiators», *QST, Jun 1960, p 33.*

754: **Eugene E. Baldwin - W0RUG**, «Some Notes on the Care and Feeding of Grounded Verticals», *QST, Oct 1963, p 45. 755: N. H. Davidson - K5JVF, «Flagpole Without a Flag», QST, Nov 1964, p 36.*

756: **Jerry Sevick - W2FMI**, «The Ground-Image Vertical Antenna», *QST, Jul 1971, p 16.*

757: **Jerry Sevick - W2FMI**, «The W2FMI 20-Meter Vertical Beam», *QST, Jun 1972, p 14.*

758: **Jerry Sevick - W2FMI**, «The W2FMI Ground Mounted Short Vertical Antenna», *QST, Mar 1973, p 13.*

759: **Jerry Sevick - W2FMI**, «A High Performance 20, *40 and 80 Meter Vertical System», QST, Dec 1973, p 30.*

760: **Jerry Sevick - W2FMI**, «The Constant Impedance Trap Vertical», *QST, Mar 1974, p 29.*

761: **Barry A. Boothe - W9UCW**, «The Minooka Special», *QST, Dec 1974, p 15.*

762: **Willi Richartz - HB9ADQ**, «A Stacked Multiband Vertical for 80-10 Meters», *QST, Feb 1975, p 44.*

763: **John S. Belrose - VE2CV**, «The HF Discone Antenna», *QST, Jul 1975, p 11.*

764: **Earl Cunningham - W5RTQ**, «Shunt Feeding Towers for Operating on the Low Amateur Frequencies», *QST, Oct 1975, p 22.*

765: **Dennis Kozakoff - W4AZW**, «Designing Small Vertical Antennas», *QST, Aug 1976, p 24.*

766: **Ronald Gorski - W9KYZ**, «Efficient Short Radiators», *QST, Apr 1977, p 37.*

767: **Richard Lodwig - W2KK**, «The Inverted-L Antenna», *QST, Apr 1977, p 32.*

768: **Asa Collins - K6VV**, «A Multiband Vertical Radiator», *QST, Apr 1977, p 22.*

769: **Walter Schultz - K3OQF**, «Slant-Wire Feed for Grounded Towers», *QST, May 1977, p 23.*

770: **Yardley Beers - W0JF**, «Optimizing Vertical Antenna Performance», *QST, Oct 1977, p 15.*

771: **Walter Schultz - K3OQF**, «Designing a Vertical Antenna», *QST, Sep 1978, p 19.*

772: **John S. Belrose - VE2CV**, «A Kite Supported 160M (or 80M) Antenna for Portable Application», *QST, Mar 1981, p 40.*

773: **Wayne Sandford - K3EQ**, «A Modest 45 Foot Tall DX Vertical for 160-80-40 and 30 Meters», *QST, Sep 1981, p 27.*

774: **Doug DeMaw - W1FB**, «Shunt Fed Towers – Some Practical Aspects», *QST, Oct 1982, p 21.*

775: **John F. Lindholm - W1XX**, «The Inverted L Revisited», *QST, Jan 1983, p 20.*

776: **Carl Eichenauer - W2QIP**, «A Top Fed Vertical Antenna for 1.8 MHz. Plus 3», *QST, Sep 1983, p 25.*

777: **Robert Snyder - KE2S**, «Modified Butternut Vertical for 80-Meter Operation», *QST, Apr 1985, p 50.*

778: **Doug DeMaw - W1FB**, «A Remotely Switched Inverted-L Antenna», *QST, May 1985, p 37.*

779: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Low Angle Operation», *Radio Communication, Apr 1971, p262.*

780: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Improving the T Antenna», *Radio Communication, Sep 1978, p770.*

781: **J. Bazley - G3HCT**, «A 7 MHz Vertical Antenna», *Radio Communication, Jan 1979, p 26.*

782: **P. J. Horwood - G3FRB**, «Feed Impedance of Loaded K/i Vertical Antennas and the Effects of Earth Systems», *Radio Communication, Oct 1981, p 911.*

783: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: The Inverted Groundplane Family», *Radio Communication, May 1983, p 424.*

784: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: More on Groundplanes», *Radio Communication, Sep 1983, p798.*

785: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Sloping One-Mast Yagi», *Radio Communication, Oct 1983, p892.*

786: **V. C. Lear - G3TKN**, «Gamma Matching Towers and Masts at Lower Frequencies», *Radio Communication, Mar 1986, p 176.*

787: **B. Wermager - K0EOU**, «A Truly Broadband Antenna for 80/75 Meters», *QST, Apr 1986, p 23.*

788: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Elements of Non-Uniform Cross Section», *Radio Communication, Jan 1986, p 36.*

789: **Andy Bourassa - WA1LJJ**, «Build a Top-hat Vertical Antenna for 80/75 Meters», *CQ, Aug 1990, p 18.*

790: **Carl C. Drumeller - W5JJ**, «Using Your Tower as an Antenna», *CQ, Dec 1977, p 75.*

791: **Carl Huether - KM1H**, «Build a High-performance Extended Bandwidth 160 Meter Vertical», *CQ, Dec 1986, p 38.*

792: **John Belrose - VE2CV**, «More on the Half Sloper», *QST, Feb 1991, p 39.*

793: **Pat Hawker - G3VA**, «The Folded Dipole and Monopole», *Radio Communication, Jul 1987, p 496.*

794: **C. J. Michaels - W7XC**, «Evolution of the Short Top-loaded Vertical», *QST, Mar 1990, p 26.*

795: **Walter J. Schulz - K3OQF**, «Calculating the Input Impedance of a Tapered Vertical», *Ham Radio, Aug 1985, p 24.*

796: **C. J. Michaels - W7XC**, «Some lections on Vertical Antennas», *QST, Jul 1987, p 15.*

797: **C.J. Michaels - W7XC**, «Loading Coils for 160 Meter Antennas», *QST, Apr 1990, p 28.*

798: **D. DeMaw - W1FB**, «The 160-meter Antenna Dilemma», *QST, Nov 1990, p 30.*

799: **Al Christman - KB8I**, «Elevated Vertical Antenna Systems Q&A», *QST, May 1989, p 50.*

7991: **H. Hille - DL1VU**, «Vortschritte in der Entwicklung von Vertikalantennen», *CQ-DL, Oct 1989, p631.*

7992: **Doug DeMaw - W1FB**, «Trap for Shunt-fed Towers», *QST, Jun 1984, p 40.*

7993: **W. J. Byron - W7DHD**, «Ground Mounted Vertical Antennas», *Ham Radio, Jun 1990, p 11.*

7994: **Dennis N. Monticelli - AE6C**, «A Simple Effective Dual-Band Inverted-L Antenna», *QST, Jul 1991, p38.*

7995: **Walter J. Schultz - K3OQF**, «The Folded Wire Fed Top Loaded Grounded Vertical», *Ham Radio, May 1989, p 32.*

7996: **Gary Nichols - KD9SV and Lynn Gerig -W A9FGR**, «Low Band Verticals and How to Feed Them», *CQ, Aug 1990, p 46.*

7997: **«The phase and magnitude of earth currents near transmitting antennas»**, Proceedings IRE, *Vol 23, no. 2, Feb 1935, p 168.*

7998: **Bruce Clark**, KO1F, *«How to Mount a Tower to use as a Low-Band Vertical Antenna»; CQ mag, Nov 1994, p 52.*

7999: **Carl Moreschi**, N4PY, *«A DX Antenna for 160, 80, 40 and 30 Meters»; CQ mag, Apr 1995, p 36.*

7811: **Paul Carr**, N4PC, *«A Short Two Band Vertical for 160 and 80 Meters»; CQ mag, Apr 1997, p 20.*

7812: **W1XT «Gladiator Antennas - To Heard Island»**, The Low Band Monitor, *Oct 1996.*

7813; **N4KG**, «Elevated Radial 80-Meter Reverse Feed», *The Low Band Monitor, Sep 1996.*

7814 **; K3ND «The K3ND Low-Band Vertical»**, The Low Band Monitor, *Jul 1996.*

7815: **W0CD «The Battle Creek Special»**, The Low Band Monitor, *Sep 1993.*

7816: **K1VW «The S92SS 160 M Antenna»; The Low Band Monitor**, Mar 1997.

7817: **K0JN**, «The UNI-HAT CTSVR Antenna», *The Low Band Monitor, Jan 1996.*

7818: **Gerd Janzen**, «Kuze Antennen», *published by Franckh'she Verlaghandlun, Stuttgart, Germany, ISBN 3-440-05469-1 (This book is only available directly from the author, DF6SJ, Hochvogelstrasse 29, D087435 Kempten, Germany).*

7819: **Guy Hamblen**, AA7ZQ/2, *«A 75/80 Meter Full-size 1/4-X Vertical», ARRL Antenna Compendium, Volume 5 (ISBN 0-87259-562-5).*

7820: **Al Christman**, KB8I, *«Elevated Vertical Antennas for the Low Bnds, Varying the Height and Number of Radials», ARRL Antenna Compendium, Volume 5 (ISBN 0-87259-562-5).*

7821: **John Belrose**, VE2CV, *«Elevated Radial Wire System for Vertically Polarized Ground-Plane Type Antennas, Part 1» Communications Quarterly, Winter 1998, p 29.*

7822: **Dick Weber**, K5IU, *«Optimal Elevated Rdaial Vertical Antennas», Communications Quarterly, Spring 1997, p 20.*

7823: **Dick Weber**, K5IU, *«Comments on Belrose's Article in Comm.Q. Winter 1998», Communications Quarterly, Spring '98, p 5.*

7824: **John Belrose**, VE2CV, *«Elevated Radial Wire Systems for Vertically Polarized Ground-Plane Type Antennas, Part 2», Communications Quarterly, Spring 1998, p 45.*

7825: **Al Christman**, KB8I, *«Elevated Vertical Antennas for the Low Bands: Varying the Height and Number of Radials», ARRL Antenna Compendium, Volume 5, ISBN 0-87259-562-5.*

7826: **Carl. J. Moreschi**, N4PY, *«A DX Antenna for 160, 80, 40 and 30 Meters», CQ mag, Apr 1995, p 36.*

7827: **Bill Orr**, W6SAI, *«The S92SS Limited Space Antenna for 160 Meters», Radio Fundamentals, CQ mag, Aug 1997, p 85.*

7828: **Paul Carr**, N4PC, *«A Short, Two-Band Vertical for 160 and 80 Meters», CQ mag, Apr 1987, p 20.*

7829: **Gale Stewart**, K3ND, *«The K3ND Low-Band Vertical (160/80)», The Low Band Monitor, Jul 1996, p2.*

7830: **«The S92SS 160 m vertical with 4 short**, tuned radials», *The Low Band Monitor, Mar 1997*

7831: **Dave Bowker**, W0RJU, *«Low-Band Tri-Bander (Shunt-Fed Tower System)», The DX Magazine, Jan/ Feb 1994, p 9.*

7832: **Thomas Russell**, N4KG, *«Simple, Effective, Elevated Ground Plane Antenna», QST, Jun 1994, p 45. 7833: L. Moxon, G6XN, «Ground Planes, Radial Systems and Asymmetric Dipoles» ARRL Antenna Compendium Vol 3, p 19 (ISBN 0-87259-401-7).*

7834: **«Using elevated radials with ground-mounted towers»** IEEE **Transactions on Broadcasting**, vol. 37. no. 3, *Sep 1991, pp 77-82.*

7835: **J. Devoldere**, ON4UN «Radials made Clear», *CQ Contest, Sep 1996, p 6-9.*

8. Антенны: системы заземления

800: **Jager**, «Effect of Earth's Surface on Antenna Patterns in the Short Wave Range», *Int. Elek. Rundshau, Aug 1970, p 101.*

801: **G. H. Brown - et al**, «Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency», *Proceedings IRE, Jun 1937, p 753.*

802: **Abbott**, «Design of Optimum Buried RF Ground Systems», *Proceedings IRE, Jul 1952, p 846.*

803: **Monteath**, «The Effect of Ground Constants of an Earth System on Vertical Aerials», *Proceedings IRE, Jan 1958, p 292.*

804: **Caid**, «Earth Resistivity and Geological Structure», *Electrical Engineering, Nov 1935, p 1153.*

805: **«Calculated Pattern of a Vertical Antenna With a Finite Radial-Wire Ground System»**, Radio Science, *Jan 1973, p 81.*

806: **John E. Magnusson - W0AGD**, «Improving Antenna Performance», *CQ, Jun 1981, p 32.*

807: **«Improving Vertical Antenna Efficiency: A Study of Radial Wire Ground Systems»**, CQ, *Apr 1984, p24.*

808: **Robert Leo - W7LR**, «Vertical Antenna Ground System», *Ham Radio, May 1974, p 30.*

809: **Robert Sherwood - WB0JGP**, «Ground Screen -Alternative to Radials», *Ham Radio, May 1977, p 22.*

810: **Alan M. Christman - WD8CBJ**, «Ground Systems for Vertical Antennas», *Ham Radio, Aug 1979,p31.*

811: **H. Vance Mosser - K3ZAP**, «Installing Radials for Vertical Antennas», *Ham Radio, Oct 1980, p 56.*

813: **Bradley Wells - KR7L**, «Installing Effective Ground Systems», *Ham Radio, Sep 1983, p 67.*

814: **Marc Bacon - WB9VWA**, «Verticals Over REAL Ground», *Ham Radio, Jan 1984, p 35.*

815: **Harry Hyder - W7IV**, «Build a Simple Wire Plow», *Ham Radio, May 1984, p 107.*

816: **John Stanley - K4ERO/HC1**, «Optimum Ground System for Vertical Antennas», *QST, Dec 1976, p13.*

817: **Roger Hoestenbach - W5EGS**, «Improving Earth Ground Characteristics», *QST, Dec 1976, p 16.*

818: **Jerry Sevick - W2FMI**, «Short Ground Radial Systems for Short Verticals», *QST, Apr 1978, p 30.*

819: **Jerry Sevick - W2FMI**, «Measuring Soil Conductivity», *QST, Mar 1981, p 38.*

820: **Archibald C. Doty - K8CFU - et al**, «Efficient Ground Systems for Vertical Antennas», *QST, Feb 1983, p20.*

821: **Brian Edward - N2MF**, «Radial Systems for Ground-Mounted Vertical Antennas», *QST, Jun 1985, p28.*

822: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Vertical Polarization and Large Earth Screens», *Radio Communication, Dec 1978, p 1023.*

823: **P. J. Horwood - G3FRB**, «Feed Impedance of Loaded 1/4 Wave Vertical Antenna Systems», *Radio Communication, Oct 1981, p 911.*

824: **J. A. Frey - W3ESU**, «The Minipoise», *CQ, Aug 1985, p 30.*

825: **Al Christman - KB8I**, «Elevated Vertical Antenna Systems», *QST, Aug 1988, p 35.*

826 : **Bill Orr**, W6SAI «The S92SS Limited Space Antenna for 160 Meters»; CQ mag, *Aug 1997, p 85.*

827: **K0CS**, «Elevated Radials, *Try Two», Low Band Monitor, Feb 96.*

828: **K0CS**, «Real World Elevated Radials», *Low Band Monitor, Jul 1994.*

9. Антенные решетки

900: **Bill Guimont - W7KW**, «Liftoff on 80 Meters», *CQ, Oct 1979, p 38.*

901: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «HB9CV Antenna», *CQ-DL, Jan 1983, p 10.*

902: **Rudolf Fisher - DL6WD**, «Das Monster - eine 2 Element Delta-Loop fuer 3.5 MHz», *CQ-DL, Jul 1983, p331.*

903: **G. E. Smith - W4AEO**, «Log-Periodic Antennas for 40 Meters», *Ham Radio, May 1973, p 16.*

904: **G. E. Smith - W4AEO**, «80- and 40-Meter Log-Periodic Antennas», *Ham Radio, Sep 1973, p 44. 905: G. E. Smith - W4AEO, «Log-Periodic Antenna*

Design», **Ham Radio**, May 1975, *p 14.*

906: **Jerry Swank - W8HXR**, «Phased Vertical Array»,*Ham Radio, May 1975, p 24.*

907: **Henry Keen - W5TRS**, «Electrically-SteeredPhased Array», *Ham Radio, May 1975, p 52.*

908: **Gary Jordan - WA6TKT**, «Understanding the ZL Special Antenna», *Ham Radio, May 1976, p 38.*

909: **William Tucker - W4FXE**, «Fine Tuning the Phased Vertical Array», *Ham Radio, May 1977, p 46.*

910: **Paul Kiesel - K7CW**, «Seven-Element 40-MeterQuad», *Ham Radio, Aug 1978, p 30.*

911: **Eugene B. Fuller - W2LU**, «Sloping 80-meterArray», *Ham Radio, May 1979, p 70.*

912: **Harold F. Tolles - W7ITB**, «Scaling AntennaElements», *Ham Radio, Jul 1979, p 58.*

913: **P. A. Scholz - W6PYK - et al**, «Log-PeriodicAntenna Design», *Ham Radio, Dec 1979, p 34.*

914: **James Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design:Experiments Confirm Computer Analysis», *Ham Radio,Feb 1980, p 19.*

915: **James Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design:Multi-Element Simplistic Beams», *Ham Radio, Jun 1980,p33.*

916: **Paul Scholtz - W6PYK - et al**, «Log PeriodicFixed-Wire Beams for 75-Meter DX», *Ham Radio, Mar1980. p 40.*

917: **George E. Smith - W4AEO**, «Log Periodic Fixed-Wire Beams for 40 Meters», *Ham Radio, Apr 1980, p26.*

918: **Ed Marriner - W6XM**, «Phased Vertical Antenna for 21 MHz», *Ham Radio, Jun 1980, p 42.*

919: **William M. Kelsey - N8ET**, «Three-Element Switchable Quad for 40 Meters», *Ham Radio, Oct 1980, p26.*

920: **Patrick McGuire - WB5HGR**, «Pattern Calculation for Phased Vertical Arrays», *Ham Radio, May*

1981. **p 40. 921: Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays- Part 1», *Ham Radio, May 1983, p 18.*

922: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays- Part 2», *Ham Radio, Jun 1983, p 24.*

923: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays- Part 3», *Ham Radio, Jul 1983, p 26.*

924: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays- Part 4», *Ham Radio, Oct 1983, p 34.*

925: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays- Part 5», *Ham Radio, Dec 1983, p 59.*

926: **R. C. Marshall - G3SBA**, «An End Fed Multiband8JK», *Ham Radio, May 1984, p 81.*

927: **Forrest Gehrke - K2BT**, «Vertical Phased Arrays-part 6», *Ham Radio, May 1984, p 45.*

928: **R. R. Schellenbach - W1JF**, «The End Fed 8JK -A Switchable Vertical Array», *Ham Radio, May 1985, p53.*

929; **Al Christman - KB8I**, «Feeding Phased Arrays -an Alternate Method», *Ham Radio, May 1985, p 58.*

930: **Dana Atchley - W1HKK**, «A Switchable Four Element 80-Meter Phased Array», *QST, Mar 1965, p 48.*

931: **James Lawson - W2PV**, «A 75/80-Meter Vertical Antenna Square Array», *QST, Mar 1971, p 18.*

932: **James Lawson - W2PV**, «Simple Arrays of Vertical Antenna Elements», *QST, May 1971, p 22.*

933: **Gary Elliott - KH6HCM/W7UXP**, «Phased Verticals for 40 Meters», *QST, Apr 1972, p 18.*

934: **Jerry Sevick - W2FMI**, «The W2FMI 20-meter Vertical Beam», *QST, Jun 1972, p 14.*

935: **RobertMyers - W1FBY - et al**, «Phased Verticals in a 40-Meter Beam Switching Array», *QST, Aug 1972,p36.*

936: **Robert Jones - KH6AD**, «A 7-MHz Parasitic Array», *QST, Nov 1973, p 39.*

937: **J. G. Botts - K4EQJ**, «A Four-Element Vertical Beam for 40/15 Meters», *QST, Jun 1975, p 30.*

938: **Jarda Dvoracek - OK1ATP**, «160-Meter DX with a Two-Element Beam», *QST, Oct 1975, p 20.*

939: **Dana Atchley - W1CF - et al**, «360 Degree -Steerable Vertical Phased Arrays», *QST, Apr 1976, p27.*

940: **Richard Fenwick - K5RR - et al**, «Broadband Steerable Phased Arrays», *QST, Apr 1977, p 18.*

941: **Dana Atchley - W1CF**, «Updating Phased Array Technology», *QST, Aug 1978, p 22.*

942: **Bob Hickman - WB6ZZJ**, «The Poly Tower

Phased **Array»**, QST, *Jan 1981, p 30.*

943: **W. B. Bachelor - AC3K**, «Combined Vertical Directivity», *QST, Feb 1981, p 19.*

944: **Walter J. Schultz - K3OQF**, «Vertical Array Analysis», *QST, Feb 1981, p 22.*

945: **Edward Peter Swynar - VE3CUI**, «40 Meters with a Phased Delta Loop», *QST, May 1984, p 20.*

946: **Riki Kline - 4X4NJ**, «Build a 4X Array for 160 Meters», *QST, Feb 1985, p 21.*

947: **Trygve Tendering - OZ1TD**, «Phased Verticals»,*Radio Communication, May 1972, p 294.*

948: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: The Half Square Aerial», *Radio Communication, Jun 1974,p380.*

949:**J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»,*Ham Radio, Jan 1980, p 22.*

950: **J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»,*Ham Radio, Feb 1980, p 19.*

951: **J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»,*Ham Radio, May 1980, p 18.*

952: **J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»,*Ham Radio, Jun 1980, p 33.*

953: **J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»,*Ham Radio, Jul 1980, p 18.*

953: **J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»,*Ham Radio, Sep 1980, p 37.*

954: **J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»,*Ham Radio, Oct 1980, p 29.*

955: **J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»,*Ham Radio, Nov 1980, p 22.*

956: **J. L. Lawson - W2PV**, «Yagi Antenna Design»*, Ham Radio, Dec 1980, p 30.*

957: **J. L. Lawson - W2PV**, Yagi Antenna Design*, ARRL, Dec 1986*

958: **Dick Weber - K5IU**, «Determination of YagiWind Loads Using the Cross-flow Principle»*, Communications Quarterly, Apr 1993.*

959: **Roy Lewallen - W7EL**, «The Impact of Current Distribution on Array Patterns»*, QST, Jul 1990, p 39.*

960: **Robert H. Mitchell - N5RM**, «The Forty Meter Flame Thrower»*, CQ, Dec 1987, p 36.*

961: **Ralph Fowler - N6YC**, «The W8JK Antenna»*, Ham Radio, May 1988, p 9.*

962: **Jurgen A Weigl - OE5CWL**, «A Shortened 40-meter Four-element Sloping Dipole Array»*, Ham Radio, May 1988, p 74.*

963: **Al Christman - KB 81**, «Phase Driven Arrays for the Low Bands»*, QST, May 1992, p 49.*

964: **D. Leeson - W6QHS**, Physical Design of Yagi Antennas*, ARRL, Newington, CT. 965: Dick Weber - K5IU, «Vibration Induced Yagi Fatigue Failures», Ham Radio, Aug 1989, p 9.*

966: **Dick Weber - K5IU**, «Structural Evaluation of Yagi Elements»*, Ham Radio, Dec 1988, p 29.*

967: **Dave Leeson - W6QHS**, «Strengthening the Cushcraft 40-2CD»*, QST, Nov 1991, p 36.*

968: **R. Lahlum - W1MK**, «Technical Correspondence»*, QST, Mar 1991, p 39.*

969: **B. Orr**, W6SAI, *«The HGW Beam for 80 and 160 m», CQ mag, Nov 1994, p 120.*

970: **Timothy Hulick**, W9QQ, *«The Box Antenna»; CQ mag, Jan 1997, p 9. 971: JH1GNU, «Fishing Pole Low Band Yagis», Low Band Monitor, Feb 1996.*

972: **JH1GNU**, «Fishing Pole Yagi»; Low Band Monitor*, Apr 1997.*

973: **KF4HK**, «The Comtec Systems ACB-4»*, Low Band Monitor, May 1994.*

974: **KY0A: «Six for the Price of Three**, A Novel 160 Meter Array»; The Top Band Monitor*, Apr 1994.*

975: **D. C. Mitchell**, K8UR, *«The K8UR Low-band Vertical Array», CQ mag, Dec 1989, p 42.*

976: **John Bazley**, G3HCT, *«Phased Arrays for 7 MHz:, RadCom, Mar 1998, p 25.*

977: **Peter Dalton**, W6KW: «Designing and Building a 3-element 80-meter Yagi»*, CQ mag, Jul 1998, p 42.*

978: **Dale Hoppe**, K6UA, *«How to Build a Relatively Small 2-Element 80-Meter Yagi», CQ mag, Jun 1998, p24.*

979: **Nathan A. Miller**, NW3Z, *and James K. Breakall, WA3FET, «The V-Yagi, A Light Weight Antenna for40 Meters», QST, May 1988, p 38.*

980: **Carl Luetzelschwab**, K9LA, *«Quad Versus Yagiat Low Heights, « The ARRL Compendium, Vol 4, p 74(ISBN 0-87259-491-2).*

981: **Al Christman**, KB 81, *«The Slant-Wire Special», The Antenna Compendium Vol. 4, pi, (ISBN 0-87259-491-2).*

982: **John Stanley**, K4ERO, *«The Tuned Guy-Wire, Gain for (Almost) Free», The ARRL Antenna Compendium Vol. 4, ARRL, Newington, CT, p 27 (ISBN 0-87259-491-2).*

983: **Al Christman**, K3LC (ex KB8I), *«Modifying the Slant-Wire Special for More Gain», Technical Correspondence, QST, May 1997, p 74.*

10. Широкополосные антенны

1000: **Larry Strain - N7DF**, «3.5 to 30 MHz Discage Antenna»*, CQ, Apr 1984, p 18.*

1001: **F. J. Bauer - W6FPO**, «Low SWR Dipole Pairs for 1.8 through 3.5 MHz»*, Ham Radio, Oct 1972, p 42.*

1002: **M. Walter Maxwell - W2DU**, «A Revealing Analysis of the Coaxial Dipole Antenna»*, Ham Radio,Jul 1976, p 46.*

1003: **Terry Conboy - N6RY**, «Broadband 80-meter Antennas»*, Ham Radio, May 1979, p 44.*

1004: **Mason Logan - K4MT**, «Stagger Tuned Dipoles Increase Bandwidth»*, Ham Radio, May 1983, p 22.*

1005: **C. C. Whysall**, «The Double Bazooka»*, QST, Jul 1968, p 38.*

1006: **John S. Belrose - VE2CV**, «The Discone HF Antenna»*, QST, Jul 1975, p 11.*

1007: **Alien Harbach - WA4DRU**, «Broadband 80 Meter Antenna»*, QST, Dec 1980, p 36.*

1008: **Jerry Hall - K1TD**, «The Search for a Simple Broadband 80-Meter Dipole»*, QST, Apr 1983, p 22.*

1009: **John Grebenkemper - KA3BLO**, «Multiband Trap and Parallel HF Dipoles - a Comparison»*, QST, May 1985, p 26.*

1010: **N. H. Sedgwick - G8WV**, «Broadband Cage Aerials»*, Radio Communication, May 1965, p 287.*

1011: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Broadband Bazooka Dipole»*, Radio Communication, Aug 1976, p 601.*

1012: **Frank Witt - AI1H**, «The Coaxial Resonator Match and the Broadband Dipole»*, QST, Apr 1989, p22.*

1013: **Frank Witt - AI1H**, «Match Bandwidth of Resonant Antenna Systems»*, QST, Oct 1991, p 21.*

1014: **Rudy Severns**, N6LF, *«Wideband 80-MeterDipole», QST, Jul 1995, p 27.*

11. Рамочные антенны

1100: **William Orr- W6SAI**, All About Cubical Quads,*Radio Publications Inc.*

1101: **Bill Salerno - W2ONV**, «The W2ONV Delta/Sloper Antenna»*, CQ, Aug 1978, p 86.*

1102: **Roy A. Neste - W0WFO**, «Dissecting LoopAntennas To Find Out What Makes Them Tick»*, CQ,Aug 1984, p 36.*

1103: **Rolf Schick - DL3AO**, «Loop - Dipol und Vertikalantennen - Vergleiche und Erfahrungen»*, CQ DL, Mam 1979, p 115.*

1104: **Guenter Schwarzbeck - DL1BU**, «DX Antennen fuer 80 und 160 Meter»*, CQ-DL, Apr 1979, p 150.*

1105: **Gunter Steppert - DK8NG**, «Zweielement Delta Loop mit einem Mast»*, CQ-DL, Aug 1980, p 370.*

1106: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen»*, CQ-DL, Apr 1981, p 162.*

1107: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen»*, CQ-DL, Dec 1981, p 583.*

1108: **Dieter Pelz - DF3IK et al**, «Rahmenantenne — keine Wunderantenne»*, CQ-DL, Sep 1982, p 435.*

1109: **Willi Nitschke - DJ5DW - et al**, «Richtkarakteristik - Fusspunktwiderstand etc von Einelementantennen», *CQ-DL, Dec 1982, p 580.*

1110: **Hans Wurtz - DL2FA**, «DX-Antennen mit spiegelenden Flaechen», *CQ-DL, Feb 1983, p 64.*

1111: **Rudolf Fisher - DL6WD**, «Das Monster - eine 2-Element Delta-Loop fuer 3.5 MHz», *CQ-DL, Jul 1983, p331.*

1112: **John True - W4OQ**, «Low Frequency Loop Antennas», *Ham Radio, Dec 1976, p 18.*

1113: **Paul Kiesel - K7CW**, «7-Element 40-Meter Quad», *Ham Radio, Jul 1978, p 30.*

1114: **Glenn Williman - N2GW**, «Delta Loop Array», *Ham Radio, Jul 1978, p 16.*

1115: **Frank J. Witt - W1DTV**, «Top Loaded Delta Loop Antenna», *Ham Radio, Dec 1978, p 57.*

1116: **George Badger - W6TC**, «Compact Loop Antenna for 40 and 80-Meter DX», *Ham Radio, Oct 1979, p24.*

1117: **William M. Kesley - N8ET**, «Three Element Switchable Quad for 40 Meters», *Ham Radio, Oct 1980, p26.*

1118: **Jerrold Swank - W8HXR**, «Two Delta Loops Fed in Phase», *Ham Radio, Aug 1981, p 50.*

1119: **Hasan Schiers - N0AN**, «The Half Square Antenna», *Ham Radio, Dec 1981, p 48.*

1120: **John S. Belrose - VE2CV**, «The Half Delta Loop», *Ham Radio, May 1982, p 37.*

1121: **V.C. Lear - G3TKN**, «Reduced Size, *Full Performance Corner Fed Delta Loop», Ham Radio, Jan 1985, p67.*

1122: **Lewis Me Coy - W1ICP**, «The Army Loop in Ham Communication», *QST, Mar 1968, p 17.*

1123: **J. Wessendorp - HB9AGK**, «Loop Measurements», *QST, Nov 1968, p 46.*

1124: **F.N. Van Zant - W2EGH**, «160, *75 and 40 Meter Inverted Dipole Delta Loop», QST, Jan 1973, p 37.*

1125: **Ben Venster - K3DC**, «The Half Square Antenna», *QST, Mar 1974, p 11.*

1126: **John Kaufmann - WA1CQW et al**, «A Convenient Stub Tuning System for Quad Antennas», *QST, May 1975, p 18.*

1127: **Robert Edlund - W5DS**, «The W5DS Hula-Hoop Loop», *QST, Oct 1975, p 16.*

1128: **Donald Belcher - WA4JVE et al**, «Loops vs Dipole Analysis and Discussion», *QST, Aug 1976, p 34.*

1129: **Roger Sparks - W7WKB**, «Build this C-T Quad Beam for Reduced Size», *QST, Apr 1977, p 29.*

1130: **John S. Belrose - VE2CV**, «The Half-Delta Loop: a Critical Analysis and Practical Deployment», *QST, Sep 1982, p 28.*

1131: **Richard Gray - W9JJV**, «The Two Band Delta Loop Antenna», *QST, Mar 1983, p 36.*

1132: **Edward Peter Swynar - VE3CUI**, «40 Meters with a Phased Delta Loop», *QST, May 1984, p 20.*

1133: **Doug DeMaw - W1FB et al**, «The Full-Wave Delta Loop at Low Height», *QST, Oct 1984, p 24.*

1134: **Pat Hawker - G3 VA**, «Technical Topics: Another Look at Transmitting Loops», *Radio Communication, Jun 1971, p 392.*

1135: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Vertically Polarized Loop Elements», *Radio Communication, Jun 1973, p 404.*

1136: **Laury Mayhead - G3AQC**, «Loop Aerials Close to Ground», *Radio Communication, May 1974, p 298.*

1137: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: The Half Square Aerial», *Radio Communication, Jun 1974, p380.*

1138: **Pat Hawker - G3VA**, «Miniaturized Quad Elements», *Radio Communication, Mar 1976, p 206.*

1139: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Radiation Resistance of Medium Loops», *Radio Communication, Feb 1979, p. 131.*

1140: **F. Rasvall - SM5 AGM**, «The Gain of the Quad», *Radio Communication, Aug 1980, p 784.*

1141: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Polygonal Loop Antennas», *Radio Communication, Feb 1981.*

1142: **B. Myers - K1GQ**, «The W2PV 80-Meter Quad», *Ham Radio, May 1986, p 56.*

1143: **Bill Orr - W6SAI**, «A Two-Band Loop Antenna», *Ham Radio, Sep 1987, p 57.*

1144: **R. P. Haviland - W4MB**, «The Quad Antenna -Part 1», *Ham Radio, May 1988.*

1145: **R. P. Haviland - W4MB**, «The Quad Antenna -Part 2», *Ham Radio, Jun 1988, p 54.*

1146: **R. P. Haviland W4MB**, «The Quad Antenna - Part 3», *Ham Radio, Aug 1988, p 34.*

1147: **C. Drayton Cooper - N4LBJ**, «The Bi-Square array», *Ham Radio, May 1990, p 42.*

1148: **Bill Myers - K1GQ**, «Analyzing 80 Meter Delta Loop Arrays», *Ham Radio, Sep 1986, p 10.*

1149: **Dave Donnelly - K2SS**, «Yagi vs. Quad - Part 1», *Ham Radio, May 1988, p 68.*

1150: **D. DeMaw - W1FB**, «A Closer Look at Horizontal Loop Antennas», *QST, May 1990, p 28.*

12. Приемные антенны

1200: **I. Herliz**, «Analysis of Action of Wave Antennas», *AIEE Transactions, Vol 42, May 1942, p 260.*

1201: **«Diversity Receiving System of RCA Communications for Radio Telegraphy»**, AIEE Transactions, *Vol 42, May 1923, p 215.*

1202: **Peterson Beverage**, «The Wave Antenna: a New Type of Highly Directive Antenna», *Proc IRE.*

1203: **Dean Baily**, «Receiving System for Long-Wave Transatlantic Radio Telephone», *Proc IRE, Dec 1928.*

1204: **Antennas for Reception of Standard Broadcast Signals**, FCC Report, *Apr 1958.*

1205: **R. D. Straw - N6BV - ed**, The ARRL Handbook for Radio Amateurs, *ARRL, Newington, CT.*

1206: **Victor Misek - W1WCR**, The Beverage Antenna Handbook,

1207: **William Orr - W6SAI**, Radio Handbook, *Howard W. Sams & Co. Inc.*

1210: **Bob Clarke - N1RC**, «Six Antennas from Three Wires», *73, Oct 1983, p 10.*

1211: **Davis Harold - W8MTI**, «The Wave Antenna», *CQ, May 1978, p 24.*

1212: **Ulrich Rohde - DJ2LR**, «Active Antennas», *CQ, Dec 1982, p 20.*

1213: **Karl Hille - 9A1VU**, «Vom Trafo zum Kurzwellenempgaenger», *CQ-DL, Mar 1977, p 99.*

1214: **Dieter Pelz - DF3IK et al**, «Rahmenantenne –keine Wunderantenne-», *CQ-DL, Sep 1982, p 435.*

1215: **Hans Wurtz - DL2FA**, «Magnetische Antennen»,*CQ-DL, Feb 1983, p 64.*

1216: **Hans Wurtz - DL2FA**, «Magnetische Antennen»,*CQ-DL, Apr 1983, p 170.*

1217: **Hans Wurtz - DL2FA**, «Elektrisch Magnetische Beam Antennen (EMBA)», *CQ-DL, Jul 1983, p 326.*

1218: **Guenter Shwarzenbeck - DL1BU**, «Rhamen- und Ringantennen», *CQ-DL, May 1984, p 226.*

1219: **Charles Bird - K6HTM**, «160-Meter Loop forReceiving», *Ham Radio, May 1974, p 46.*

1220: **Ken Cornell - W2IMB**, «Loop Antenna Receiving Aid», *Ham Radio, May 1975, p 66.*

1221: **John True - W4OQ**, «Loop Antennas», *HamRadio, Dec 1976.*

1222: **Henry Keen - W5TRS**, «Selective ReceivingAntennas: a Progress Report», *Ham Radio, May 1978,p20.*

1223: **Byrd H. Brunemeier - KG6RT**, «40-Meter Beverage Antenna», *Ham Radio, Jul 1979, p 40. 1224: David Atkins - W6VX, «Capacitively Loaded Dipole», Ham Radio, May 1984, p 33.*

1225: **H. H. Beverage**, «A Wave Antenna for 200 Meter Reception», *QST, Nov 1922, p 7.*

1226: **John Isaacs - W6PZV**, «Transmitter Hunting on75 Meters», *QST, Jun 1958, p 38.*

1227: **Lewis McCoy - W1ICP**, «The Army Loop in Ham Communication», *QST, Mar 1968, p 17.*

1228: **J. Wessendorp - HB9AGK**, «Loop Measurements», *QST, Nov 1968, p 46.*

1229: **Katashi Nose - KH6IJ**, «A 160 Meter Receiving Loop», *QST, Apr 1975, p 40.*

1230: **Tony Dorbuck - W1YNC**, «Radio Direction Finding Techniques», *QST, Aug 1975, p 30.*

1231: **Robert Edlund - W5DS**, «The W5DS Hula-Hoop Loop», *QST, Oct 1975, p 16.*

1232: **Doug DeMaw - W1FB**, «Build this 'Quickie' Preamp», *QST, Apr 1977, p 43.*

1233: **Larry Boothe - W9UCW**, «Weak Signal Reception on 160. Some Antenna Notes», *QST, Jun 1977, p35.*

1234: **Doug DeMaw - W1FB**, «Low-Noise Receiving Antennas», *QST, Dec 1977, p 36.*

1235: **Doug DeMaw - W1FB**, «Maverick Trackdown», *QST, Jul 1980, p 22.*

1236: **John Belrose - VE2CE**, «Beverage Antennas for Amateur Communications», *QST, Sep 1981, p 51.*

1237: **H. H. Beverage**, «H. H. Beverage on Beverage Antennas», *QST, Dec 1981, p 55.*

1238: **Doug DeMaw - W1FB et al**, «The Classic Beverage Antenna Revisited», *QST, Jan 1982, p 11.*

1239: **John Webb - W1ETC**, «Electrical Null Steering», *QST, Oct 1982, p 28.*

1240: **John F. Belrose - VE2CV et al**, «The Beverage Antenna for Amateur Communications», *QST, Jan 1983, p22.*

1241: **Doug DeMaw - W1FB**, «Receiver Preamps and How to Use Them», *QST, Apr 1984, p 19.*

1242: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Beverage Aerials», *Radio Communication, Oct 1970, p 684.*

1243: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: All Band Terminated Longwire», *Radio Communication, Nov 1972, p 745.*

1244: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: A 1.8 MHz Active Frame Aerial», *Radio Communication, Aug 1976, p 601.*

1245: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Low Noise 1.8/3.5 MHz Receiving Antennas», *Radio Communication, Apr 1978, p 325.*

1246: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Radiation Resistance of Medium Loops», *Radio Communication, Feb 1979, p 131.*

1247: **J.A. Lambert - G3FNZ**, «A Directional Active Loop Receiving Antenna System», *Radio Communication, Nov 1982, p 944.*

1248: **R.C. Fenwick - K5RR**, «A Loop Array for 160 Meters», *CQ, Apr 1986, p 25.*

1249: **Mike Crabtree - AB0X**, «Some Thoughts on 160 Meter Receiving Antennas for City Lots», *CQ, Jan 1988, p 26.*

1250: **J. Wollweber - DF5PY**, «Die Magnetisch Antenne - eine Wunderantenne», *CQ-DL, Mar 1987, p 149.*

1251: **Gary R. Nichols - KD9SV**, «Variable gain 160-meter preamp», *Ham Radio, Oct 1989, p 46.*

1252: **Robert H. Johns - W3JIP**, «How to Build an Indoor Transmitting Loop», *CQ, Dec 1991, p 30.*

1253: **Robert H. Johns - W3JIP**, «How to Build an Indoor Transmitting Loop», *CQ, Jan 1992, p 42.*

1254: **D. DeMaw - W1FB**, «On-Ground Low-Noise Receiving Antennas», *QST, Apr 1988, p 30.*

1255: **Juergen Schaefer - DL7PE**, «Die Rahmantenne -eine Befehlsantenne zum Selbstbau», *CQ-DL, Jan 1990, p21.*

1256: **D. DeMaw -W1FB**, «Preamplifierfor 80 and 160 M Loop and Beverage Antennas», *QST, Aug 1988, p 22.*

1257: **A. G. Lyner**, «The Beverage Antenna: a practical way of assessing the radiation pattern using off-air signals», *BBC RD, 1991/92.*

1258: **B. H. Brunemeier - KG6RT**, «Short Beverage for 40 meters», *HR Jul 1979, p 40.*

1259: **K9FD «The K9FD Receiving Loop»**, The Low Band Monitor, *Nov 1995.*

1260: **KY0A and G3SZA**, «All Grounds are not equal-optimizing Beverage terminations», *The Low Band Monitor, Apr 1995.*

1261: **K0CS**, «Real World Beverages»; The Top Band Monitor, *Dec 1993.*

13. Линии передачи

1300: **Wilkinson**, «An N-Way Hybrid Power Divider», *IRE Transactions on Microwave, Jan 1960.*

1301: **R. D. Straw - N6BV**, The ARRL Handbook for Radio Amateurs, *ARRL, Newington, CT.*

1302: **Pat Hawker - G3VA.**, Amateur Radio Techniques, *RSGB.*

1303: **Keith Henney**, Radio Engineering Handbook -5th ed.

1304: **erence Data for Radio Engineers**, 5th ed, *Howard W. Sams & Co. Inc.*

1305: **John Devoldere - ON4UN**, «80-Meter DXing», *Communications Technology Inc, Jan 1979.*

1306: **William Orr - W6S AI**, Radio Handbook, *Howard W. Sams & Co. Inc.*

1307: **R. D. Straw - N6BV ed**, The ARRL Antenna Book, *ARRL, Newington, CT.*

1308: **Walter Maxwell - W2DU**, «Niedriges SWR aus falschem Grund (Teil 1)», *CQ-DL, Jan 1976, p 3.*

1309: **Walter Maxwell - W2DU**, «Niedriges SWR aus falschem Grund (Teil 2)», *CQ-DL, Feb 1976, p 47.*

1310: **Walter Maxwell - W2DU**, «Niedriges SWR aus falschem Grund (Teil 3)», *CQ-DL, Jun 1976, p 202.*

1311: **Walter Maxwell - W2DU**, «Niedriges SWR aus falschem Grund (Teil 5)», *CQ-DL, Sep 1976, p 272.*

1312: **Jim Fisk - W1HR**, «The Smith Chart», *Ham Radio, Nov 1970, p 16.*

1313: **Richard Taylor - W1DAX**, «N-Way Power Dividers and 3-dB Hybrids», *Ham Radio, Aug 1972, p 30.*

1314: **Joseph Boyer - W6UYH**, «Antenna-Transmission Line Analogy», *Ham Radio, Apr 1977, p 52.*

1315: **Joseph Boyer - W6UYH**, «Antenna-Transmission Line Analogy - Part 2», *Ham Radio, May 1977, p29.*

1316: **J. Reisert - W1JR**, «Simple and Efficient Broadband Balun», *Ham Radio, Sep 1978, p 12.*

1317: **Jack M. Schulman - W6EBY**, «T-Network Impedance Matching to Coaxial Feedlines», *Ham Radio, Sep 1978, p 22.*

1318: **Charlie J. Carroll - K1XX**, «Matching 75-Ohm CATV Hardline to 50-Ohm Systems», *Ham Radio, Sep 1978, p 31.*

1319: **John Battle - N4OE**, «What is Your SWR?», *Ham Radio, Nov 1979, p 48. 1320: Henry Elwell - N4UH, «Long Transmission Lines for Optimum Antenna Location», Ham Radio, Oct 1980. p 12.*

1321: **John W. Frank - WB9TQG**, «Measuring Coax Cable Loss with an SWR Meter», *Ham Radio, May1981. p 34.*

1322: **Stan Gibilisco - W1GV/4**, «How Important is Low SWR?» Ham Radio, *Aug 1981, p 33.*

1323: **Lewis T. Fitch - W4VRV**, «Matching 75-Ohm Hardline to 50-Ohm Systems», *Ham Radio, Oct 1982, p43.*

1324: **L. A. Cholewski - K6CRT**, «Some Amateur Applications of the Smith Chart», *QST, Jan 1960, p 28.*

1325: **Walter Maxwell - W2DU**, «Another Look at lections - Part 1», *QST, Apr 1973, p 35.*

1326: **Walter Maxwell - W2DU**, «Another Look at lections - Part 2», *QST, Jun 1973, p 20.*

1327: **Walter Maxwell - W2DU**, «Another Look at lections - Part 3», *657, Aug 1973, p 36.*

1328: **Walter Maxwell - W2DU**, «Another Look at lections - Part 4», *QST, Oct 1973, p 22.*

1329: **Walter Maxwell - W2DU**, «Another Look at lections - Part 5», *QST, Apr 1974, p 26.*

1330: **Walter Maxwell - W2DU**, «Another Look at lections - Part 6», *QST, Dec 1974, p 11.*

1331: **Gerald Hall - K1PLP**, «Transmission-Line Losses», *QST, Dec 1975, p 48.*

1332: **Walter Maxwell - W2DU**, «Another Look at lections - Part 7», *QST, Aug 1976, p 16.*

1333: **Charles Brainard - WA1ZRS**, «Coaxial Cable: The Neglected Link», *QST, Apr 1981, p 28.*

1334: **Crawford MacKeand - WA3ZKZ**, «The Smith Chart in BASIC», *QST, Nov 1984, p 28.*

1336: **R. C. Hills - G3HRH**, «Some lections on Standing Waves», *Radio Communication, Jan 1964, p15.*

1337: **Pat Hawker-G3VA**, «Technical Topics: Another Look at SWR», *Radio Communication, Jun 1974, p 377.*

1338: **Garside - G3MYT**, «More on the Smith Chart», *Radio Communication, Dec 1977, p 934.*

1339: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: SWR How Important?» Radio Communication, *Jan 1982,p41.*

1340: **Kenneth Parker - G3PKR**, « lected Power Does Not Mean Lost Power», *Radio Communication, Jul 1982, p 581.*

1341: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: lected Power is Real Power», *Radio Communication, Jun 1983, p 517.*

1342: **H. Ashcroft - G4CCM**, «Critical Study of the SWR Meter», *Radio Communication, Mar 1985, p 186.*

1343: **Walter Maxwell - W2DU**, «Niedriges SWR ausfalschem Grund (Teil 4)», *CQ-DL, Aug 1976, p 238.*

1344: **Lew McCoy - W1ICP**, «Coax as Tuned Feeders: Is It Practical?», *CQ, Aug 1989, p 13.*

1345: **Chet Smith - K1CCL**, «Simple Coaxial Cable Measurements», *QST, Sep 1990, p 25.*

1346: **J. Althouse - K6NY**, «Using a Noise Bridge to Measure Coaxial Cable Impedance», *QST, May 1991, p45.*

1347: **A.E. Popodi - OE2APM/AA3K**, «Measuring Transmission Line Parameters», *Ham Radio, Sep 1988, p22.*

1348: **Byron Goodman - W1DX**, «My Feed Line Tunes My Antenna», *QST, Nov 1991, p 33.*

1349: **Gary E. Myers - K9CZB**, «Solving Transmission Line Problems on Your C64», *Ham Radio, May 1986, p 74.*

1350: **Fred Bonavita - W5QJM**, «Working with Balanced Line, *part I»; CQ mag, Jan 1994, p 56.*

1351: **Fred Bonavita - W5QJM**, «Working with Balanced Line, *part II»; CQ mag, Feb 1994, p 26.*

1352: **Warren Bruene**, W5OLY, *« lected Power Stays in the Coax», CQ mag, Jan 1995, p 13.*

14. Согласование

1400: **R. D. Straw - N6BV - ed**, The ARRL Handbook for Radio Amateurs, *ARRL, Newington, CT.*

1401: **Harold Tolles - W7ITB**, «Gamma-Match Design», *Ham Radio, May 1973, p 46.*

1402: **Robert Baird - W7CSD**, «Antenna Matching Systems», *Ham Radio, Jul 1973, p 58.*

1403: **Earl Whyman - W2HB**, «Standing-Wave Ratios», *Ham Radio, Jul 1973, p 26.*

1404: **Robert Leo - W7LR**, «Designing L-networks», *Ham Radio, Feb 1974, p 26.*

1405: **G. E. Smith - W4AEO**, «Log-Periodic Feed Systems», *Ham Radio, Oct 1974, p 30.*

1406: **John True - W4OQ**, «Shunt-Fed Vertical Antennas», *Ham Radio, May 1975, p 34.*

1407: **I. L. McNally - K6WX - et al**, «Impedance Matching by Graphical Solution», *Ham Radio, Mar 1978, p 82.*

1408: **Jim Fisk - WIHR**, «Transmission-Line Calculations with the Smith Chart», *Ham Radio, Mar 1978, p92.*

1409: **Jack M. Schulman - W6EBY**, «T-Network Impedance Matching to Coaxial Feed Lines», *Ham Radio, Sep 1978, p 22.*

1410: **Ernie Franke - WA2EWT**, «Appreciating the L Matching Network», *Ham Radio, Sep 1980, p 27.*

1411: **Robert Leo - W7LR**, «Remote-Controlled 40-80 -and 160-Meter Vertical, *«HamRadio, May 1984,p38.*

1412: **James Sanford-WB4GCS**, «Easy Antenna Matching», *Ham Radio, May 1984, p 67.*

1413: **Chris Bowick - WD4C**, «Impedance Matching: A Brief Review», *Ham Radio, Jun 1984, p 49.*

1414: **Richard Nelson - WB0IKN**, «Basic Gamma Matching», *Ham Radio, Jan 1985, p 29.*

1415: **L. A. Cholewski - K6CRT**, «Some Amateur Applications of the Smith Chart», *QST, Jan 1960, p 28.*

1416: **Gene Hubbell - W9ERU**, «Feeding Grounded Towers as Radiators», *QST, Jun 1960, p 33.*

1417: **J. D. Gooch - W9YRV - et al**, «The Hairpin Match», *QST, Apr 1962, p 11.*

1418: **Eugene E. Baldwin - W0RUG**, «Some Notes on the Care and Feeding of Grounded Verticals», *QST, Oct 1963, p 45.*

1419: **N. H. Davidson - K5JVF**, «Flagpole Without a Flag», *QST, Nov 1964, p 36.*

1420: **Robert Leo - K7KOK**, «An Impedance Matching Method», *QST, Dec 1968, p 24.*

1421: **D. J. Healey - W3PG**, «An Examination of the Gamma Match», *QST, Apr 1969, p 11.*

1422: **Donald Belcher - WA4JVE**, «RF Matching Techniques - Design and Example», *QST, Oct 1972, p 24.*

1423: **James McAlister - WA5EKA**, «Simplified Impedance Matching and the Mac Chart», *QST, Dec 1972, p33.*

1424: **John Kaufmann - WA1CQW - et al**, «A Convenient Stub Tuning System for Quad Antennas», *QST, May 1975, p 18.*

1425: **Earl Cunningham - W5RTQ**, «Shunt Feeding Towers for Operating on the Low Amateur Frequencies», *QST, Oct 1975, p 22.*

1426: **Doug DeMaw - W1CER**, «Another Method of Shunt Feeding Your Tower», *QST, Oct 1975, p 25.*

1427: **Jerry Sevick - W2FMI**, «Simple Broadband Matching Networks», *QST, Jan 1976, p 20.*

1428: **Walter Schulz - K3OQF**, «Slant-Wire Feed for Grounded Towers», *QST, May 1977, p 23.*

1429: **Bob Pattison - N6RP**, «A Graphical Look at the L Network», *QST, Mar 1979, p 24.*

1430: **Tony Dorbuck - K1FM**, «Matching-Network Design», *QST, Mar 1979, p 26.*

1431: **Herbert Drake Jr. - N6QE**, «A Remotely Controlled Antenna-Matching Network», *QST, Jan 1980, p32.*

1432: **Doug DeMaw - W1FB**, «Ultimate Transmatch Improved», *QST, Jul 1980, p 39.*

1433: **Colin Dickman - ZS6U**, «The ZS6U Minishack Special», *QST, Apr 1981, p 32.*

1434: **Claude L. Frantz - F5FC/DJ0OT**, «A New More Versatile Transmatch», *QST, Jul 1982, p 31.*

1435: **Doug DeMaw- W1FB»**,A 'Multipedance' Broadband Transformer», *QST, Aug 1982, p 39.*

1436: **Don Johnson - W6AAQ**, «Mobile Antenna Matching. Automatically!» QST, *Oct 1982, p 15.*

1437: **Doug DeMaw - W1FB**, «Shunt-Fed Towers: Some Practical Aspects», *QST, Oct 1982, p 21.*

1438: **Crawford MacKaend - WA3ZKZ**, «The Smith Chart in BASIC», *QST, Nov 1984, p 28.*

1439: **J. A. Ewen - G3HGM**, «Design of L-Networks for Matching Antennas to Transmitters», *Radio Communication, Aug 1984, p 663.*

1440: **H. Ashcroft - G4CCM**, «Critical Study of the SWR Meter», *Radio Communication, Mar 1985, p 186.*

1441: **Robert C Cheek - W3VT**, «The L-Match», *Ham Radio, Feb 1989, p 29.*

1442: **W. Orr - W6SAI**, «Antenna Matching Systems», *Ham Radio, Nov 1989, p 54.*

1443: **Will Herzog - K2LB**, «Broadband RF Transformers», *Ham Radio, Jan 1986, p 75.*

1444: **Richard A. Gardner - N1AYW**, «Computerizing Smith Chart Network Analysis», *Ham Radio, Oct 1989, p 10.*

1445: **Joe Carr - K4IPV**, «Impedance Matching», *Ham Radio, Aug 1988, p 27.*

1446: **I. L. McNally - W1CNK**, «Graphic Solution of impedance matching problem», *HR, May 78, p 82.*

15. Симметрирующие устройства

1500: **J. Schultz - W4FA**, «A Selection of Baluns from Palomar Engineers», *CQ, Apr 1985, p 32.*

1501: **William Orr - W6SAI**, «Broadband Antenna Baluns», *Ham Radio, Jun 1968, p 6.*

1502: **J. Reisert - W1JR**, «Simple and Efficient Broadband Balun», *Ham Radio, Sep 1978, p 12.*

1503: **John J. Nagle - K4KJ**, «High Performance Broadband Balun», *Ham Radio, Feb 1980, p 28.*

1504: **George Badger - W6TC**, «A New Class of Coaxial-Line Transformers», *Ham Radio, Feb 1980, p12.*

1505: **George Badger - W6TC**, «Coaxial-Line Transformers», *Ham Radio, Mar 1980, p 18.*

1506: **John Nagle - K4KJ**, «The Half-Wave Balun: Theory and Application», *Ham Radio, Sep 1980, p 32.*

1507: **Roy N. Lehner - WA2SON**, «A Coreless Balun», *Ham Radio, May 1981, p 62.*

1508: **John Nagle - K4KJ**, «Testing Baluns», *Ham Radio, Aug 1983, p 30.*

1509: **Lewis McCoy - W1ICP**, «Is a Balun Required?» QST, *Dec 1968, p 28.*

1510: **R. H. Turrin - W2IMU**, «Application of Broadband Balun Transformers», *QST, Apr 1969, p 42.*

1511: **Bruce Eggers - WA9NEW**, «An Analysis of the Balun», *QST, Apr 1980, p 19.*

1512: **William Fanckboner - W9INN**, «Using Baluns in Transmatches with High-Impedance Lines», *QST, Apr 1981,p51.*

1513: **Doug DeMaw - W1FB**, «A 'Multipedance' Broadband Transformer», *QST, Aug 1982, p 39.*

1514: **R. G. Titterington - G3ORY**, «The FerriteCored Balun Transformer», *Radio Communication, Mar 1982, p216.*

1515: **John S. Belrose - VE2CV**, «Transforming the Balun», *QST, Jun 1991, p 30.*

1516: **D. DeMaw - W1FB**, «How to Build and Use Balun Transformers», *QST, Mar 1987, p 34.*

1517: **J. Sevick - W2FMI**, «The 2:1 Unun Matching Transformer», *CQ, Aug 1992, p 13.*

1518: **J. Sevick - W2FMI**, «The 1.5:1 and the 1.33:1 Unun Transformer», *CQ, Nov 1992, p 26.*

1519: **W. Maxwell - W2DU**, «Some Aspects of the Balun Problem», *QST, Mar 1983, p 38.*

1520: **R. Lewallen - W7EL**, «Baluns: What they do and how they do it», *ARRL Antenna Compendium, Vol 1, p 157.*

1521: **Jerry Sevick**, W2FMI, *«The Ultimate Multimatch Unun», CQ mag, Aug 1993, p 15.*

1522: **Jerry Sevick**, «A Multimatch Unun», *CQ mag, Apr 1993, p 28.*

1523: **Jerry Sevick**, «Dual-Ratio Ununs», *Cgmag.Mar 1993 p 54.*

1524: **Bill Orr**, W5SAI «The Coaxial Balun», *CQ mag, Nov 1993, p 60.*

1525: **Jerry Sevick**, «Ununs for Beverage Antenna», *CQ mag, Dec 1993, p 62.*

1526: **Jerry Sevick**, «A Balun Essay», *CQ mag, Jun 1993, p 50.*

1527: **Jerry Sevick**, «More On the 1:1 Balun», *CQ mag, Apr 1994, p 26.*

1528: **Jerry Sevick: «A Subsequent Look at 4:1 Baluns»; CQ mag,** Feb 1994, *p 28.*

1829: **Jerry Sevick**, «The 4:1 UNUN», *CQ mag, Jan 1993, p 30+.*

1830: **Jerry Sevick**, Transmission Line Transformers, *Noble Publishing, Atlanta, Ga.*

16. Антенные измерения

1600: **R. D. Straw - N6BV - ed**, The ARRL Handbook for Radio Amateurs, *ARRL, Newington, CT.*

1601: **John Schultz - W4FA**, «The MFJ-202B R.F. Noise Bridge», *CQ, Aug 1984, p 50.*

1602: **Michael Martin - DJ7YV**, «Die HF Stromzange», *CQ-DL, Dec 1983, p 581.*

1603: **Reginald Brearley - VE2AYU**, «Phase-Angle Meter», *Ham Radio, Apr 1973, p 28.*

1604: **Robert Baird - W7CSD**, «Nonresonant Antenna Impedance Measurements», *Ham Radio, Apr 1974, 46.*

1606: **John True - W4OQ**, «Antenna Measurements», *Ham Radio, May 1974, p 36.*

1607: **Frank Doting - W6NKU - et al**, «Improvements to the RX Noise Bridge», *Ham Radio, Feb 1977, p 10.*

1608: **Charles Miller - W3WLX**, «Gate-Dip Meter», *Ham Radio, Jun 1977, p 42.*

1609: **Kenneth F. Carr - W0KUS**, «Ground Current Measuring on 160 Meters», *Ham Radio, Jun 1979, p 46.*

1610: **Forrest Gehrke - K2BT**, «A Modern Noise Bridge», *Ham Radio, Mar 1983, p 50.*

1611: **William Vissers - K4KI**, «A Sensitive Field Strength Meter», *Ham Radio, Jan 1985, p 51.*

1612: **Jerry Sevick - W2FMI**, «Simple RF Bridges», *QST, Apr 1975, p 11.*

1613: **David Geiser - WA2ANU**, «The Impedance Match Indicator», *QST, Jul 1980, p 11.*

1614: **Jerry Sevick-W2FMI**, «Measuring Soil Conductivity», *QST, Mar 1981, p 38.*

1615: **Jack Priedigkeit - W6ZGN**, «Measuring Impedance with a Reflection-Coefficient Bridge», *QST, Mar 1983, p 30.*

1616: **Doug DeMaw - W1FB**, «Learning to Use Field Strength Meters», *QST, Mar 1985, p 26.*

1617: **Al Bry - W2MEL**, «Beam Antenna Pattern Measurement», *QST, Mar 1985, p 31.*

1618: **M. R. Irving - G3ZHY**, «The 'Peg Antennameter'», *Radio Communication, May 1972, p 297.*

1619: **Pat Hawker - G3VA**, «Technical Topics: Current Probe for Open-Wire Feeders - Wire Antennas - etc», *Radio Communication, Nov 1984, p 962.*

1620: **D. DeMaw - W1FB**, «A Laboratory Style RX Noise Bridge», *QST, Dec 1987, p 32.*

1621: **John Belrose - VE2VC**, «RX Noise Bridges», *657», May 1988, p 34.*

1622: **Andrew S. Griffith - W4ULD**, «A Dipper Amplifier for Impedance Bridges», *QST, Sep 1988, p 24.*

1623: **John Grebenkemper - KI6WX**, «Improving and Using R-X Noise Bridges», *QST, Aug 1989, p 27.*

1624: **D. DeMaw - W1FB**, «MFJ-931 Artificial RF Ground», *QST, Apr 1988, p 40.*

1625: **Jim Smith**, «How to Build a Snap On RF Current Probe», *CQ mag, Aug 1996, p 22.*

1626: **Gerd Janzen**, DF6SJ/VK2BJZ «HF-Messungen mit einem aktiven Stehwellen-Messgeraet», *ISBN 3-88006-170-X (This book is only available directly from the author, DF6SJ, Hochvogelstrasse 29, D087435 Kempten, Germany).*